МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

В. Н. ЛОГИНОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН



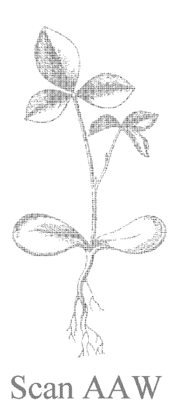
МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 903

В. Н. ЛОГИНОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Издание второе,
дополненное





«ЭНЕРГИЯ» · МОСКВА 1976

6Ф2.08
Л 69
УДК 621.317.39

ВИКТОР НИКОЛАЕВИЧ ЛОГИНОВ

Электрические измерения механических величин

Редактор Ю. Б. Русанов
Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор О. Д. Кузнецова
Корректор М. Г. Гулина

Сдано в набор 18/VIII 1975 г. Подписано к печати 23/XII 1975 г.
Т-21334 Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 5,46 Уч.-изд. л. 7,22
Тираж 30 000 экз. Зак. 308 Цена 30 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Логинов В. Н.

Л 69 Электрические измерения механических величин. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1976.

104 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 903).

Рассматриваются физические основы и способы преобразования механических величин в электрические сигналы, принципы построения приборов для измерения механических величин и способы их градуировки; приводятся справочные данные по промышленным приборам.
Первое издание книги вышло в 1970 г.
Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Л $\frac{30405-032}{051(01)-76}$ 356-75 6Ф2.08

Предисловие ко второму изданию

После выхода в свет первого издания книги в области измерений механических величин электрическими методами достигнуты существенные успехи как в области разработки новых принципов преобразования механических величин, повышения точности измерений, так и в освоении промышленностью новых видов преобразователей, датчиков, измерительных и регистрирующих приборов. Большие исследования и разработки проведены также по автоматизации измерений и автоматизированной обработке результатов измерений как детерминированных, так и случайных процессов.

Результаты этих работ разбросаны по различным источникам, не всегда доступным широкому кругу читателей. В связи с этим представилось целесообразным переиздать книгу с включением в нее современных справочных материалов, схем и методических указаний. При этом в книгу включен лишь тот материал, который представляет наибольший практический интерес.

Автор

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИБОРАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Приборы для измерения неэлектрических величин состоят из двух основных частей: измерительного преобразователя и измерительного устройства. Часто между первым и вторым звеном имеются дополнительные элементы (провода, кабели, аттенюаторы и согласующие устройства), а измерительное устройство в свою очередь включает в себя ряд блоков: усилительное устройство, измерительный или регистрирующий прибор и блок питания.

Структура большинства электрических приборов для измерения неэлектрических величин может быть представлена схемой, изображенной на рис. 1.

Назначение каждого из узлов весьма четко определено его наименованием. Первый из них — преобразователь — является устройством, обеспечивающим восприятие измеряемой входной величины (скорости, давления и т. п.) и преобразование ее в сигнал, удобный для передачи по линиям связи, усиления, измерения или регистрации электрическими средствами.

Наряду с термином «измерительный преобразователь» в технической литературе часто встречается другой термин — «датчик», имеющий одинаковое с первым значение. В настоящей книге под «датчиком» понимается конструктивно законченный преобразователь, предназначенный для выполнения определенной функции (например, датчик давления, датчик скорости) безотносительно к заложенному в нем принципу преобразования. Когда необходимо одновременно характеризовать и принцип преобразования, в название датчика включается соответствующее определение, например пьезоэлектрический датчик давления и т. д.

Усилитель, равно как и источник питания, не является неотъемлемой частью измерительного устройства. В ряде случаев эти устройства могут отсутствовать (например, при измерении скорости вращения с помощью индукционного тахогенератора и чувствительного гальванометра). В других случаях усилитель разбивается на два блока: предварительный усилитель (катодный или эмиттерный повторитель) и основной усилитель. Такое разделение имеет место, в частности, при применении пьезоэлектрических преобразователей, устанавливаемых далеко от измерительного устройства (блока), когда длинные кабели могут явиться источником помех. В этом случае катодный повторитель с большим входным и малым выходным сопротивлениями располагается вблизи преобразователя,

а длинный кабель подключается к низкоомной нагрузке повторителя, не оказывая заметного влияния на передачу сигнала к основному усилителю.

Неэлектрические величины, преобразованные в электрические (напряжение или ток), измеряются или регистрируются соответствующим устройством. В качестве такого устройства в большинстве случаев используют показывающие стрелочные и цифровые приборы, а в качестве регистрирующих устройств — различные самописцы, осциллографы и магнитографы.

Преимуществом показывающих приборов является то, что они выдают результат непосредственно в момент измерения, в то время

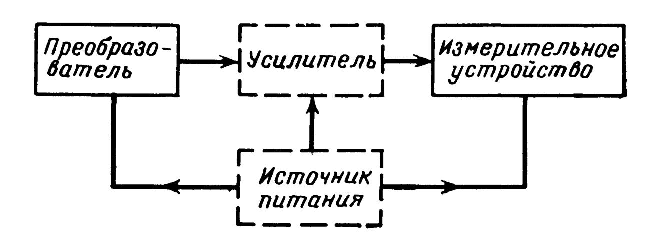


Рис. 1. Блок-схема прибора для измерения неэлектрических величин.

как регистрирующие приборы требуют дополнительной ручной или машинной обработки. В то же время применение показывающих приборов имеет и существенное ограничение, поскольку практически оно допустимо лишь для статических или медленно изменяющихся процессов. Естественно, при необходимости в устройстве могут быть одновременно использованы как показывающий, так и регистрирующий приборы.

Структурные схемы реальных измерительных приборов в большинстве случаев значительно сложнее схемы, приведенной на рис. 1, и нередко включают устройства для передачи информации об измеряемой величине по радио, коммутатор для проведения многоточечных измерений и т. д.

Для дальнейшего изложения введем некоторые определения.

Входная величина — механическая величина, воздействующая на преобразователь и трансформируемая последним в электрический сигнал.

Выходная величина — физическая величина, получаемая на выходе прибора как результат преобразования, усиления и других трансформаций. Она может быть представлена в виде отклонения стрелки показывающего прибора, отклонения луча электронного или светолучевого осциллографов и т. д. Все промежуточные величины (на выходе датчика, входе и выходе усилителя) будем называть входным или выходным сигналом соответствующего узла или блока.

Чувствительность прибора — отношение изменения сигнала на выходе измерительного прибора Δy к вызывающему его изменению измеряемой величины Δx ($S=\Delta y/\Delta x$); ее размерность определяется размерностью входной и выходной величин.

Общая чувствительность измерительного прибора, состоящего из последовательного ряда блоков и преобразователей, зависит от чувствительности каждого из узлов и определяется произведением частных чувствительностей ($S=S_1 \cdot S_2 \ldots$).

Порог чувствительности — минимальное изменение входной величины, вызывающее заметное изменение выходной величины.

Предел преобразования — максимальное значение входной величины, которое еще может быть воспринято преобразователем без искажений и без повреждения преобразователя.

Динамический диапазон измерения — диапазон входных величин, измерение которых производится без заметных искажений и простирается от максимальной (предельной) величины до минимальной, ограниченной порогом чувствительности или уровнем помех. Количественно динамический диапазон выражается либо крайними значениями (максимальным и минимальным) входной величины, либо в децибелах.

Градуировочная характеристика — зависимость между значениями величин на выходе и входе преобразователя, составленная в виде таблицы или графика.

Основная погрешность — максимальная разность между получаемой и номинальной выходными величинами, определяемыми при нормальных условиях.

Нормальные условия — за нормальные условия принимается следующее состояние окружающей среды: температура $+25 \pm 10$ °C; атмосферное давление $10^5 \mp 4000$ Па (750 ± 30 мм рт. ст.); относительная влажность $65 \pm 15\%$; вибрации, электрические и магнитные поля должны отсутствовать.

Дополнительная погрешность — погрешность, вызываемая изменением внешних условий. Она представляет собой относительное изменение выходной величины в процентах, отнесенное к изменению внешнего фактора на определенную величину (например, температурная погрешность 2,5% на 10 °C и т. д.).

Другие частные определения, характерные для какого-либо узла, при необходимости будут приведены в соответствующем месте.

Глава вторая

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Преобразователь механической величины в электрическую является одним из основных элементов измерительного прибора. Выбор преобразователя в значительной степени предопределяет выбор схемы усилительного устройства и блока питания. Более того, параметры измерительного устройства, как прибора в первую очередь зависят от возможностей и качества преобразователя. Поэтому выбору преобразователя следует уделять особое внимание.

По принципу действия преобразователи делятся на две основные группы: активные, или генераторные, и пассивные, или параметрические. В первых входная величина непосредственно преобразуется в электрический сигнал; во вторых — выходными элек-

трическими величинами являются изменения сопротивлений, емкостей, частоты и т. д. К первому классу относятся, например, пьезоэлектрические и индукционные, а ко второму — емкостные, индуктивные и другие преобразователи. В отличие от параметрических, питаемых от внешнего источника, активные преобразователи под воздействием измеряемой величины сами генерируют электрический сигнал в виде э. д. с., частоты или фазы переменного тока.

В том случае, когда непосредственное преобразование входной величины в выходную произвести не удается, применяется промежуточное преобразование, как в тензометрических преобразователях, где измеряемая величина (например, сила) преобразуется предварительно в деформацию упругого элемента, а последняя приводит к изменению электрического сопротивления.

Преобразователь должен удовлетворять целому ряду требований: иметь достаточную чувствительность и удовлетворительную стабильность, допускать широкий диапазон изменений входной величины, удобное согласование с измерительной аппаратурой и не должен оказывать заметного влияния на измеряемую величину.

Для измерения одной и той же механической величины могут быть использованы датчики, основанные на различных принципах преобразования, которые не всегда равнозначны по обеспечению точности и т. д. Поэтому в дальнейшем рассматриваются только те принципы, которые, по нашему мнению, наиболее перспективны, а преобразователи и датчики с их использованием получаются проще, надежнее, достаточно апробированы и удовлетворительно разработаны с принципиальной стороны.

1. Резистивные преобразователи

Резистивные преобразователи являются наиболее простым видом преобразователей. К ним относятся реостатные, тензоэлектрические, тензолитовые, контактные и другие преобразователи. Из всего многообразия резистивных преобразователей для измерительных целей наибольшее распространение в настоящее время получили лишь первые два типа.

Реостатные преобразователи. Реостатным преобразователем называется реостат, движок которого перемещается в соответствии со значением измеряемой неэлектрической величины. Таким образом, естественной входной величиной реостатных преобразователей является перемещение движка, которое может быть либо линейным, либо угловым. Если перемещение движка является следствием воздействия на него какого-либо промежуточного элемента (например, мембраны или поршня), то входной величиной может быть давление, усилие, ускорение и т д. Выходной величиной реостатных преобразователей является активное сопротивление, распределенное линейно или по некоторому закону по пути движка.

Конструктивно реостатные преобразователи выполняются либо в виде обмоток, намотанных на каркас, либо реохордного типа. Для изготовления реостатов обычно применяют константановые и манганиновые, а для работы в условиях высоких температур — фехралевые проволоки В особо ответственных случаях применяют проволоки из сплавов платины с иридием, палладием или рутением

Каркас преобразователя изготовляют из текстолита, стеклотекстолита или пресс-порошка; применяют также каркасы из алюминиевых сплавов, покрытых изоляционным лаком или оксидной пленкой. Последние более термоустойчивы и позволяют за счет лучшей теплопроводности повысить плотность тока в обмотке и тем самым повысить чувствительность преобразователя.

Формы каркасов весьма разнообразны: они могут быть выполнены в виде плоской или цилиндрической пластины, плоского или цилиндрического кольца, плоского сегмента и т. д.

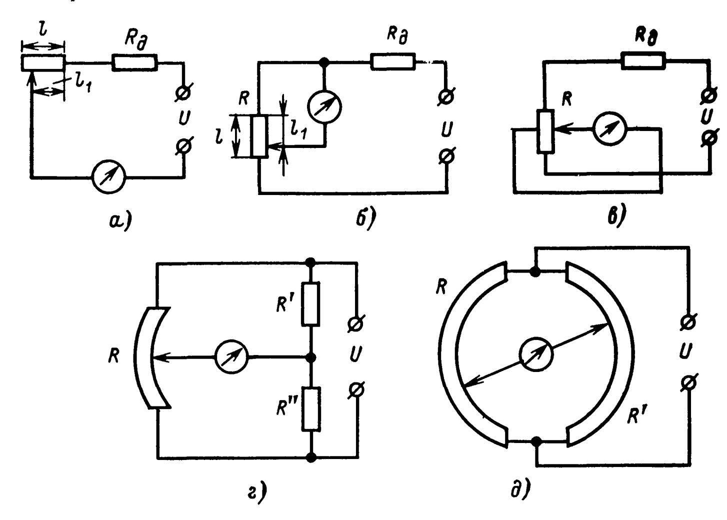


Рис. 2. Схемы включения реостатных преобразователей.

Индуктивное и емкостное сопротивление реостатных преобразователей обычно весьма малы, вследствие чего реактивное сопротивление преобразователя можно не принимать во внимание до частот порядка нескольких десятков тысяч герц.

Недостатком реостатных преобразователей является то, что они дискретные (за исключением преобразователей реохордного типа), поскольку непрерывному изменению измеряемой величины соответствует ступенчатое изменение сопротивления, равное сопротивлению одного витка. Это вызывает определенную погрешность измерения, уменьшающуюся с увеличением числа витков преобразователя на единицу измеряемой величины. Поэтому общее число витков преобразователя выбирают обычно не менее 100—200.

Наиболее распространенные схемы включения реостатных преобразователей показаны на рис. 2,*а*—*д*.

Недостатком первых трех схем является нелинейная зависимость тока от перемещения движка. Величина нелинейности зависит от соотношения внутреннего сопротивления гальванометра $R_г$, добавочного сопротивления $R_д$ и сопротивления преобразователя R. Лишь при $R_г \to \infty$, например при использовании лампового вольтметра с большим входным сопротивлением или в потенциометрических

схемах (рис. 2,*б*, *в*), связь между выходным напряжением $U_{вых}$ и смещением l_1, становится линейной:

$$U_{вых} = U \frac{R}{R+R_д} \frac{l_1}{l}. \quad (1)$$

Нелинейность мостовых схем (рис. 2,*г*, *д*) обычно не велика. Наряду с большей чувствительностью (по сравнению с первыми тремя схемами) это является причиной их преимущественного распространения.

Тензорезисторы. Большое распространение в качестве измерительных преобразователей получили тензорезисторы (называемые также тензометрами сопротивления или тензосопротивлениями) и пьезорезисторы

Несмотря на различие наименований, отражающих характер воздействия на преобразователь (от латинского tenso — растягиваю и pieso — сжимаю), физическая сторона явления остается одной и той же: свойство материалов изменять свое электрическое сопротивление под воздействием приложенной к ним растягивающей или сжимающей силы. Поэтому в дальнейшем мы будет пользоваться одним термином, принятым в отечественной литературе — тензорезистор.

Широкому использованию тензорезисторов способствуют в первую очередь их малые размеры и масса, возможность измерения статических и динамических деформаций и т. д.

В настоящее время в практике измерений используются проволочные, фольговые и полупроводниковые тензорезисторы.

Проволочные тензорезисторы. В наиболее простом случае проволочные тензорезисторы представляют собой отрезок проволоки, концы которой (или весь отрезок) жестко закрепляются с помощью клея или цемента на упруго деформируемой детали. Сжатие или растяжение детали вызывает пропорциональное сжатие или растяжение проволоки, в результате чего изменяется ее длина, поперечное сечение и удельное электрическое сопротивление, что приводит в конечном счете к изменению электрического сопротивления проволоки. Так, если в исходном состоянии электрическое сопротивление проволоки:

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление материала проволоки; l — начальная длина деформируемого участка проволоки; S — площадь сечения проволоки, то при растяжении проволоки ее сопротивление изменится на величину ΔR и составит $R+\Delta R$.

Относительное изменение сопротивления тензорезистора определяется соотношением

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l}(1+2\mu) + \frac{\Delta\rho}{\rho},$$

где Δl — изменение длины; $\Delta\rho$ — изменение удельного электрического сопротивления; μ — коэффициент Пуассона.

Частное от деления относительного изменения сопротивления на относительное изменение длины проводника в пределах упругой

деформации характеризуется постоянной величиной, равной

$$\frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} = k, \quad (2)$$

где $\varepsilon = \Delta l/l$ — относительная деформация преобразователя.

Величина k называется коэффициентом тензочувствительности. Она зависит от свойств материала, из которого изготовлен тензорезистор, и технологии его изготовления. Большое влияние на величину тензочувствительности имеет качество подложки (основы) и клея.

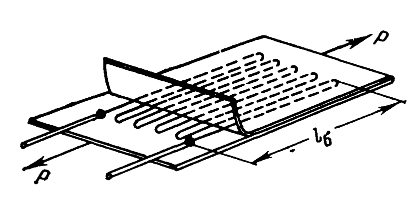


Рис. 3. Устройство проволочного тензорезистора.

Для изготовления проволочных тензорезисторов применяют материалы, имеющие высокий коэффициент тензочувствительности и малый температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Наиболее употребительным материалом для изготовления тензорезисторов является константановая проволока диаметром 20—30 мкм.

Конструктивно проволочные тензорезисторы представляют собой спираль (решетку), состоящую из нескольких петель (витков) проволоки, наклеенных на тонкую бумажную или лаковую (пленочную) основу. Сверху спираль закрывают такой же тонкой бумагой или пленкой (рис. 3).

В качестве основы для пленки используют бакелитовый лак, клей БФ-2 и специальные композиции. Резисторы, изготовленные на пленке из клея БФ-2, способны работать в диапазоне температур от —40 до +70 °С, а на бакелитовом лаке — до 200 °С. Для измерений при более высоких температурах используют высокотемпературные преобразователи, приклеиваемые на клеях В-58, ВН-15 (до 400 °С) или цементах Б-56, ВН-12 (до 800 °С) и т. д.

Ассортимент проволочных тензорезисторов, выпускаемых промышленностью, приведен в табл. 1.

Обозначение тензорезистора: первая буква (П) указывает на то, что решетка выполнена из проволоки; материал тензорешетки представлен второй буквой (К — константан); третья буква определяет основу (Б — бумажная, П — пленочная); далее следуют величина базы и номинальное сопротивление решетки. Последняя буква (Х или Г), например у резисторов серии ПКБ, характеризует температуру наклейки (Х — не более 30 °С, Г — не более +180 °С).

Коэффициент тензочувствительности k всех указанных в табл. 1 тензорезисторов равен 2±0,2. Номинальный рабочий ток (при наклейке на металлические детали) составляет примерно 30 мА (точная величина указывается в паспорте). Максимальные допустимые относительные деформации не превышают 0,3%.

Из рис. 3 видно, что изгибы петель имеют хотя и малые, но конечные размеры, поэтому деформация решетки в поперечном направлении приводит к появлению поперечной чувствительности, величина которой у проволочных тензорезисторов составляет 2% продольной и в большинстве случаев может не учитываться.

Иногда экспериментаторы используют тензорезисторы, не имеющие подложки — со свободным подвесом проволоки. Основным достоинством таких тензорезисторов является большая стабильность их показаний при длительных измерениях. Однако из-за сложности изготовления, требующего определенных навыков, такие тензорезисторы имеют ограниченное распространение.

Таблица 1

Обозначение тензорезистора	База, мм	Номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм	
			Длина	Ширина
		Бумажная основа		
2ПКБ-5-50Х (Г)	5	50	17	8
2ПКБ-5-100Х (Г)	5	100	17	8
2ПКБ-10-100Х (Г)	.10	100	22	10
2ПКБ-10-200Х (Г)		200		10
2ПКБ-20-100Х (Г)	20	100	32	9,1
2ПКБ-20-200Х (Г)		200		9,1
2ПКБ-30-200Х (Г)	30	200	42	9,1
2ПКБ-30-400Х (Г)		400		10
		Пленочная основа		
2ПКП-5-50	5	50	17	8
2ПКП-5-100		100		8
2ПКП-10-100	10	100	22	10
2ПКП-10-200		200		10
2ПКП-15-100	15	100	27	10
2ПКП-15-200		200		10
2ПКП-20-100	20	100	32	9,1
2ПКП-20-200		200		9,1
2ПКП-30-200	30	200	42	9,1
2ПКП-30-400		400		10

Фольговые тензорезисторы. Фольговые тензорезисторы являются дальнейшим развитием проволочных тензорезисторов и в отличие от последних имеют решетку не из круглого провода, а из тонких полосок фольги прямоугольного сечения толщиной 4—12 мкм, которые наносят на лаковую основу. Благодаря большей площади контакта полосок фольгового тензорезистора с объектом измерения его теплоотдача значительно выше, чем у проволочного, что позволяет увеличить силу тока, протекающего через резистор, до 0,5 А и тем самым повысить чувствительность тензопреобразователя.

Другим преимуществом фольговых тензорезисторов является возможность изготовления решеток сложного профиля (рис. 4), которые наиболее полно удовлетворяют условиям измерений. Так, прямоугольные решетки (рис. 4,*а, б*) наиболее полно подходят для измерения линейных деформаций, розеточные (рис. 4,*в, г*) — для измерения крутящих моментов на круглых валах, а мембранные (рис. 4,*д, е*) — для наклейки на мембраны.

Характеристики промышленных фольговых тензорезисторов приведены в табл. 2.

Обозначение фольгового тензорезистора: Ф — фольговая (конструкция тензорешетки); К — константан (материал), Прямоуголь-

ная, Розеточная или Мембранная (тип решетки); конструктивные особенности (подтип); база номинальное сопротивление и температура наклейки (Х — не более 30 °С, Г — не более 180 °С).

Тензочувствительность фольговых тензорезисторов такая же, как у проволочных ($k=2{,}1\pm0{,}25$), предел измеряемых деформаций 0,3%; температурный диапазон измерений от —40 до +70 °С. Рабочий ток

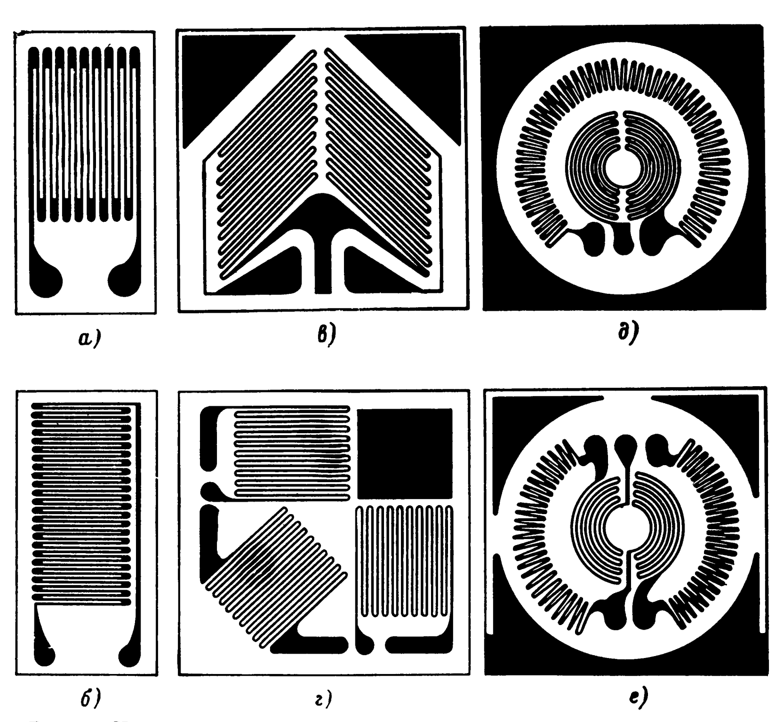


Рис. 4. Конструкция фольговых тензорезисторов.
а — 2ФКПА; *б* — 2ФКПД; *в* — 2ФКРВ; *г* — 2ФКРГ; *д* — 2ФКМВ; *е* — 2ФКМГ.

тензорезисторов разных типов находится в пределах 15—80 мА и указывается в их паспортах.

Наряду с указанными тензорезисторами широкое распространение получили термокомпенсированные фольговые преобразователи типа ФКТК. Конструктивное оформление их аналогично преобразователям 2ФКПА, однако технология изготовления их такова, что в собранном виде они имеют примерно такой же температурный коэффициент, что и материал, для которого они компенсированы.

Характеристики выпускаемых термокомпенсированных фольговых тензопреобразователей приведены в табл. 3.

Температурный диапазон тензорезисторов 1ФКТК и 2ФКТК простирается от —50 до +50 °С, а 3ФКТК — от +10 до 200 °С; предельная измеряемая относительная деформация не превышает 0,3%; предельное отклонение сопротивления от номинала в партии

Таблица 2

Обозначение тензорезистора	База (диаметр), мм	Номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм		Подтип (схема решетки)
			Длина	Ширина	
Прямоугольные					
2ФКПА-1-50Х (Г)	1	50	7	5	Подтип А (рис. 4,*а*)
2ФКПА-3-100Х (Г)	3	100	9	6	
2ФКПА-5-50Х (Г)		50		8	
2ФКПА-5-100Х (Г)	5	100	11	9,5	
2ФКПА-5-200Х (Г)		200		6	
2ФКПА-10-50Х (Г)		50		11	
2ФКПА-10-100Х (Г)	10	100	20	13	
2ФКПА-10-200Х (Г)		200		13	
2ФКПА-20-100Х (Г)	20	100	30	9	
2ФКПА-20-200Х (Г)		200		15	
2ФКПД-5-50Х (Г)		50		24	Подтип Д (рис. 4,*б*)
2ФКПД-5-100Х (Г)	5	100		37	
2ФКПД-5-200Х (Г)		200		37	
Розеточные					
2ФКРВ-3-100Х (Г)	3	100	9	7	Подтип В (рис. 4,*в*)
2ФКРВ-5-50Х (Г)	5	50	16	16	
2ФКРВ-5-100Х (Г)	5	100	23	19	
2ФКРВ-10-100Х (Г)	10	100	23	21	
2ФКРГ-5-50Х (Г)	5	50	21	21	Подтип Г (рис. 4,*г*)
2ФКРГ-5-100Х (Г)	5	100	30	30	
2ФКРГ-10-100Х (Г)	10	100	32	32	
Мембранные					
2ФКМВ-10-100Х (Г)	10	100	12	12	Подтип В (рис. 4,*д*)
2ФКМВ-20-50Х (Г)	20	50	24	24	
2ФКМВ-20-100Х (Г)	20	100	24	24	
2ФКМВ-30-100Х (Г)	30	100	34	34	
2ФКМВ-30-200Х (Г)	30	200	34	34	
2ФКМГ-20-50Х (Г)	20	50	24	24	Подтип Г (рис. 4,*е*)
2ФКМГ-20-100Х (Г)	20	100	24	24	
2ФКМГ-30-100Х (Г)	30	100	34	34	
2ФКМГ-30-200Х (Г)	30	200	34	34	

в зависимости от класса точности (I, II, III) не превышает соответственно ±5, 10 и 15%.

При заказе указывают тип основы (1, 2 или 3), название (ФКТК), размер базы, номинальное сопротивление, материал, для которого термокомпенсирован тензорезистор (С — сталь, М — медь, А — алюминий) и класс точности. Например, тензорезистор на основе пленки из клея БФ-2 II класса, компенсированный для стали, с базой 10 мм и сопротивлением 200 Ом имеет обозначение 1ФКТК-10-200С-II.

Для измерения деформации в области краевых эффектов или местах концентрации напряжений, а также на микродеталях раз-

работаны и выпускаются малобазные проволочные тензорезисторы типа МПБ. Малая база, отсутствие поперечной чувствительности и относительно малая жесткость позволяют применять их в тонкостенных конструкциях и производить тензометрирование деталей из материалов с малым модулем упругости. Характеристики тензорезисторов типа МПБ приведены в табл 4.

Таблица 3

Тип тензорезистора	База, мм	Номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм		Примечание
			Длина	Ширина	
1ФКТК-5-100	5	100	14	8	Основа—пленка БФ-2; при наклейке требуется термообработка согласно инструкции
1ФКТК-5-200	5	200	14	13	
1ФКТК-10-100	10	100	19	6	
1ФКТК-10-200	10	200	19	8	
1ФКТК-10-400	10	400	19	13	
1ФКТК-15-100	15	100	24	5	
1ФКТК-15-200	15	200	24	6,5	
1ФКТК-15-400	15	400	24	10	
2ФКТК-5-100	5	100	14	8	Основа—бумага, пропитанная клеем БФ-2; при наклейке термообработка не требуется
2ФКТК-5-200	5	200	14	13	
2ФКТК-10-100	10	100	19	6	
2ФКТК-10-200	10	200	19	8	
2ФКТК-10-400	10	400	19	13	
2ФКТК-15-100	15	100	24	5	
2ФКТК-15-200	15	200	24	6,5	
2ФКТК-15-400	15	400	24	10	
3ФКТК-5-100	5	100	14	8	Основа—бумага, пропитанная клеем ВК-32-2. Компоненты клея прилагаются образцам
3ФКТК-5-200	5	200	14	13	
3ФКТК-10-100	10	100	19	6	
3ФКТК-10-200	10	200	19	8	
3ФКТК-10-400	10	400	19	13	
3ФКТК-15-100	15	100	24	5	
3ФКТК-15-200	15	200	24	6,5	
3ФКТК-15-400	15	400	24	10	

Размеры тензорезисторов МПБ равны 4,6×2 мм, рабочий ток — не более 4 мА, а предельная измеряемая деформация не превышает 0,1%.

Полупроводниковые тензорезисторы. Полупроводниковые тензорезисторы (по сравнению с рассмотренными выше) имеют ряд существенных преимуществ: чувствительность их в 50—60 раз превышает чувствительность проволочных, размеры существенно меньше, а высокий уровень выходного сигнала измерительных схем в ряде случаев не требует применения сложных и дорогих усилителей. Кроме того, сопротивление тензорезистора при одних и тех же размерах путем добавления соответствующих присадок и изменения технологии изготовления может быть изменено в очень широких пределах (от 100 Ом до 50 кОм) при коэффициенте тензочувствительности от — 100 до +200.

Основным отличием полупроводниковых тензорезисторов от проволочных является большое (до 50%) изменение сопротивления тензопреобразователя при деформации.

Наиболее сильно тензоэффект выражен у германия, кремния, антимонида индия, арсенида галлия и др. Однако по ряду причин для изготовления тензорезисторов применяют в основном кремний и германий. Они обладают высокой тензочувствительностью, химически инертны, выдерживают нагрев до 500—540 °С, позволяют изготовлять тензорезисторы различной формы.

Таблица 4

База, мм	Номинальное сопротивление, Ом	Предел изменения сопротивления, Ом	Коэффициент тензочувствительности
1	63	50—125	2,8—3,2
1	80		
1	100		
2	100	80—200	2,6—3,0
2	125		
2	160		
3	125	100—250	2,4—2,8
3	160		
3	200		

Свойства и характеристики полупроводниковых тензорезисторов определяются материалом, кристаллографическим направлением, удельным сопротивлением и типом проводимости. Знак тензоэффекта (при растяжении) в полупроводниках *n*-типа отрицательный, а *p*-типа — положительный.

Характеристики серийно выпускаемых полупроводниковых тензорезисторов приведены в табл 5, а конструкция — на рис. 5. Из

Таблица 5

Тип тензорезистора	Удельное сопротивление, Ом·см	Номинальное сопротивление, Ом	База $l_б$, мм
КТД-1	0,025	110	7±0,5
КТД-1А	0,025	162	7±0,5
КТД-2	0,025	220	7±0,5
КТД-3	0,040	330	7±0,5
КТДМ-1	0,040	55	3±0,5
КТДМ-1А	0,040	80	3±0,5
КТДМ-2	0,040	110	3±0,5
КТЭ-1	0,020	90	7±0,5
КТЭ-1А	0,020	138	7±0,5
КТЭ-2	0,020	180	7±0,5
КТЭ-3	0,036	270	7±0,5
КТЭМ-1	0,036	45	3±0,5
КТЭМ-1А	0,036	70	3±0,5
КТЭМ-2	0,036	90	3±0,5
Гедистор	1±0,1	50—500	5 и 10

рис. 5,*а* видно, что вывод тензорезистора имеет два участка (*1* и *2*): с помощью первого (полоски из золота) обеспечивается сварка с полупроводником, а с помощью второго (из меди) осуществляется монтаж в схемах.

Тензорезисторы типа КТД имеют проводимость *p*-типа, а КТЭ— *n*-типа. Коэффициент тензочувствительности указанных тензорезисторов равен 120±20; номинальный ток 15 мА; рабочий диапазон температур от —160 до +300 °С. Температурный коэффициент тензочувствительности в диапазоне температур от 0 до +80 °С не превышает 0,4 %/°С для полупроводника *n*-типа и 0,25 %/°С — для полупроводника *p*-типа. Температурный коэффициент сопротивления

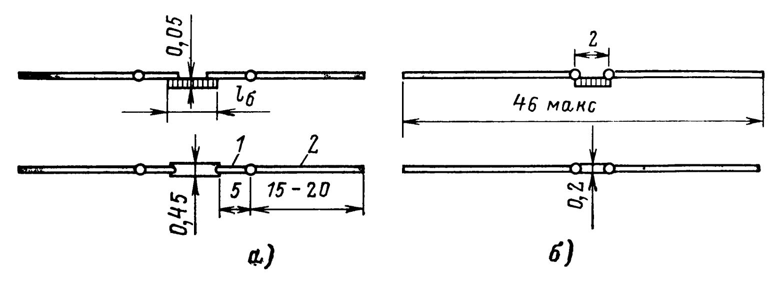


Рис. 5. Конструкции полупроводниковых тензорезисторов.
а — серии КТЭ и КТД; *б* — серии Ю-8.

составляет примерно 0,45 %/°С. Линейность изменения сопротивления сохраняется при относительных деформациях до ±0,1 %, а предельная деформация не превышает ±0,4 %. Масса 6 мг.

Для измерения деформаций в условиях повышенной концентрации напряжений могут быть использованы малогабаритные кремниевые тензорезисторы серий Ю-8 с базой, равной 2 мм (рис. 5,*б*), или Ю-12 гантельного типа. Основные электрические параметры последних представлены в табл. 6.

Коэффициент тензочувствительности малогабаритных кремниевых тензорезисторов составляет 100±10; номинальный рабочий ток 15 мА; максимальный рабочий ток (при наклейке на стальную балку) 100 мА; предельно допустимая деформация 0,3 %. Тензорезисторы рассчитаны на работу в диапазоне температур от —60 до +115°С. Наклеивают полупроводниковые тензорезисторы на исследуемую поверхность с помощью лака ВЛ-931 (ГОСТ 10402-63).

К недостаткам полупроводниковых тензорезисторов следует отнести их малые механическую прочность и гибкость (в настоящее время ведутся работы по созданию гибких пленочных тензорезисторов). Большую тензочувствительность этих тензорезисторов реализовать оказывается довольно сложно из-за нелинейности характеристики, высокой чувствительности к воздействию внешних условий (температуры, освещения и т. д.) и существенного разброса характеристик от образца к образцу.

Изменение сопротивления тензорезисторов, вызванное деформацией, весьма мало и колеблется от единиц миллиом до нескольких десятых долей ома. Для измерения сопротивлений используют в основном две схемы — потенциометрическую и мостовую (рис. 6). Потенциометрическая схема (рис. 6,*а*) состоит из источника пита-

Таблица 6

Тип тензорезистора	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	База, мм	Тип проводимости
Ю-8А-1	110	2	*p*
Ю-8А-2	162	2	*p*
Ю-8А-3	220	2	*p*
Ю-8Б-1	90	2	*n*
Ю-8Б-2	138	2	*n*
Ю-8Б-3	180	2	*n*
Ю-12А-15	110	5	*p*
Ю-12А-35	220	5	*p*
Ю-12А-45	330	5	*p*
Ю-12А-55	520	5	*p*
Ю-12Б-15	90	5	*n*
Ю-12Б-35	180	5	*n*
Ю-12Б-45	270	5	*n*
Ю-12Б-55	420	5	*n*
Ю-12А-17	110	7	*p*
Ю-12А-57	520	7	*p*
Ю-12А-67	620	7	*p*
Ю-12А-77	750	7	*p*
Ю-12Б-17	90	7	*n*
Ю-12Б-57	420	7	*n*
Ю-12Б-67	510	7	*n*
Ю-12Б-77	600	7	*n*

ния и последовательно соединенных резисторов R_1 и R_2, из которых один (R_2) или оба могут быть тензорезисторами. В последнем случае тензорезистор R_1 устанавливают на упругий элемент так, чтобы

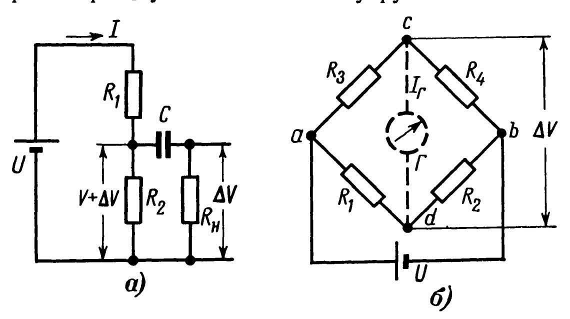


Рис. 6. Схемы включения тензорезисторов.
а — **потенциометрическая;** *б* — **мостовая.**

его деформация имела знак, противоположный знаку тензорезистора R_2.

Выходное напряжение потенциометрической схемы без приложения нагрузки определяется выражением

$$\Delta V = U\,\frac{R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (3)$$

Условимся в дальнейшем тензорезистор, к которому приложено усилие, называть активным, а недеформируемый — пассивным.

Если в схеме (рис. 6,*а*) резистор R_2 — активный тензорезистор, изменяющий свое сопротивление в результате деформации на ΔR_2, а резистор R_1 — пассивный элемент (R_1=const), то при условии, что сопротивление нагрузки $R_н \gg R_2$, напряжение сигнала будет:

$$\Delta V \approx U \frac{R_1 \Delta R_2}{(R_1+R_2)^2} = U \frac{R_1 R_2}{(R_1+R_2)^2} \frac{\Delta R_2}{R_2} = U \frac{R_1 R_2}{(R_1+R_2)^2} k\varepsilon. \quad (4)$$

Следовательно, величина изменения напряжения ΔV определяется напряжением источника питания U и отношением сопротивлений R_1 и R_2 и в обычных условиях пропорциональна деформации. Максимальная величина U ограничивается допустимым рабочим током тензорезисторов $I_{доп}$. Что касается сопротивлений резисторов R_1 и R_2, то оптимальное соотношение между ними с учетом одновременного увеличения напряжения U и сопротивления балластного резистора R_1 в явном виде не проявляется. Исследованиями П. Штейна установлено, что одновременное увеличение напряжения и отношения $m=R_1/R_2$ (при условии, что рабочий ток $I_{раб}$ не превышает $I_{доп}$) примерно до $m=5\div8$ приводит к увеличению чувствительности схемы. Дальнейшее увеличение m и U нецелесообразно, так как, не давая заметного увеличения чувствительности, оно ведет к ненужному увеличению напряжения источника тока.

В качестве примера найдем величину сигнала при относительной деформации преобразователя $\varepsilon=0{,}5\cdot10^{-3}$ (тензорезистор R_2=200 Ом, коэффициент тензочувствительности $k=2$, $I_{доп}$=30 мА) и напряжении батареи U=15 В.

При U=15 В балластное сопротивление должно быть равно:

$$R_1 = \frac{U}{I_{доп}} - R_2 = \frac{15}{0{,}03} - 200 = 300 \text{ Ом}.$$

Изменение сопротивления ΔR_2 при $\varepsilon=0{,}5\cdot10^{-3}$ согласно (2) составит:

$$\Delta R_2 = R_2 k\varepsilon = 200\cdot2\cdot0{,}5\cdot10^{-3} = 0{,}2 \text{ Ом}.$$

Следовательно, напряжение сигнала

$$\Delta V = 15\cdot\frac{200\cdot300}{(300+200)^2}\cdot\frac{0{,}2}{200} = 3{,}6 \text{ мВ}.$$

В случае, когда оба резистора активные и их изменения равны $+\Delta R_1$ и $-\Delta R_2$, то

$$= U \frac{R_1\Delta R_2 + R_2\Delta R_1}{(R_1+R_2)^2 + (R_1+R_2)(\Delta R_2 - \Delta R_1)}.$$

В частном случае, когда $R_1=R_2=R$ и $|\Delta R_1|=|\Delta R_2|$,

$$\Delta V = \frac{U}{2}\frac{\Delta R}{R} = \frac{I}{2}\Delta R.$$

Отсюда максимальное значение сигнала

$$\Delta V_{макс} = \frac{I_{доп}}{2}\Delta R = \frac{1}{2} I_{доп} k R\varepsilon. \quad (5)$$

Существенным недостатком рассмотренной потенциометрической схемы является наличие на выходе схемы значительной постоянной составляющей V, затрудняющей непосредственное измерение малого изменения напряжения ΔV Измерение может быть произведено лишь при исключении постоянной составляющей с помощью разделительного конденсатора или с помощью компенсации ее соответствующим подбором напряжения смещения на управляющем электроде лампы (при непосредственной связи усилителя с потенциометрической схемой).

Более совершенной схемой для измерения малых изменений сопротивлений является хорошо известная мостовая схема (рис. 6,*б*).

Для исключения начальной постоянной составляющей мост должен быть уравновешен. Условием равновесия является соотношение

$$R_1R_4=R_2R_3. \qquad (6)$$

При выполнении этого условия разность потенциалов на вершинах измерительной диагонали cd равняется нулю.

В измерительной технике применяются как уравновешенные, так и неуравновешенные мосты. В первых разбаланс моста, вызванный изменением сопротивления тензорезистора, компенсируется калиброванным изменением сопротивления другого плеча. Преимуществом этого способа является высокая точность (ибо результат не зависит от случайного изменения чувствительности нуль-индикатора) и возможность применения при малых изменениях сопротивления тензорезистора; недостатком — пригодность практически только для статических или медленно изменяющихся процессов, когда за время балансировки процесс существенно не изменяется.

Неуравновешенные мосты, в которых изменение сопротивления определяется по величине разбаланса, более универсальны и применимы для измерения как статических, так и динамических процессов.

В неуравновешенных местах ток через гальванометр $I_г$ (или напряжение в точках cd) находится в весьма сложной зависимости от всех элементов схемы Однако если положить, что внутреннее сопротивление источника питания равно нулю и рассматривать лишь симметричные схемы, когда

$R_1=R_2$ и $R_3=R_4=nR_1$ — I симметрия;

$R_1=R_4$ и $R_2=R_3=nR_1$ — II симметрия [1],

или

$R_1=R_2=R_3=R_4=R$ — полная симметрия, а активный тензорезистор включен только в одно плечо (R_1) и изменяется на величину ΔR_1, то ток в диагонали предварительно сбалансированного моста будет равен:

$$I_г=U\frac{R_3\Delta R_1}{R_г(R_1+\Delta R_1+R_2)(R_3+R_4)+(R_1+\Delta R_1)R_2(R_3+R_4)+ + R_3R_4(R_1+\Delta R_1+R_2)}.$$

Часто в качестве указателя степени разбаланса используют напряжение на концах измерительной диагонали $c—d$. В этом случае при подключении к указанным точкам усилителя или лампового

---

[1] II симметрия в промышленных устройствах применяется чрезвычайно редко.

вольтметра с большим входным сопротивлением ($R=\infty$) напряжение сигнала на выходе моста составит:

$$\Delta V = U\left(\frac{R_1 \pm \Delta R_1}{R_1 \pm \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right). \qquad (7)$$

С учетом I симметрии формула (7) упростится:

$$\Delta V = \frac{U}{2}\,\frac{\Delta R_1/R_1}{2 + \Delta R_1/R_1},$$

а в случае полной симметрии

$$\Delta V = \frac{U}{4}\,\frac{\Delta R}{R + 2\Delta R},$$

или (учитывая, что $2\Delta R \ll R$) с погрешностью менее 1%

$$\Delta V = \frac{U}{4}\,\frac{\Delta R}{R}. \qquad (8)$$

В случае, если активные тензорезисторы включены в два смежных плеча, причем R_1 при деформации увеличивается, а R_2 уменьшается (схема полумоста), или во все четыре плеча (схема полного моста), то напряжения на выходе моста будут соответственно равны:

$$\Delta V_{(2)} = \frac{U}{2}\,\frac{\Delta R}{R} \qquad (9)$$

и

$$\Delta V_{(4)} = U\,\frac{\Delta R}{R}. \qquad (10)$$

В качестве примера определим напряжение на выходе моста, если стальной стержень, имеющий площадь сечения $F=100$ мм$^2=1\cdot10^{-4}$ м^2, нагружен силой 2100 Н.

Напряжение в материале стержня

$$\sigma = \frac{P}{F} = \frac{2100}{1\cdot10^{-4}} = 2,1\cdot10^{7}\ \text{Па}.$$

При модуле упругости $E=2,1\cdot10^{6}$ кгс/см^2 ($\approx 2,1\cdot10^{11}$ Па) относительная деформация

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{2,1\cdot10^{7}}{2,1\cdot10^{11}} = 1\cdot10^{-4}.$$

При коэффициенте тензочувствительности $k=2$ относительное изменение сопротивления составит:

$$\Delta R/R = k\varepsilon = 2\cdot1\cdot10^{-4} = 2\cdot10^{-4}.$$

При сопротивлении тензорезистора $R=200$ Ом и максимальном токе $I_{\text{макс}}=30$ мА напряжение питания моста должно быть:

$$U = 2I_{\text{макс}}R = 2\cdot0,03\cdot200 = 12\ \text{В}.$$

Напряжение сигнала (при одном активном плече) равно:

$$\Delta V = \frac{U}{4}\frac{\Delta R}{R} = \frac{12}{4}\cdot 2\cdot 10^{-4} = 0{,}6 \text{ мВ};$$

а в случае полного моста $\Delta V = 2{,}4$ мВ.

Все приведенные рассуждения относились к случаю питания моста постоянным током. При питании моста переменным током активные сопротивления в (6) необходимо заменить комплексными сопротивлениями Z, равными $R+jX$, где R — активное сопротивление, а X — реактивное. Реактивная составляющая напряжения неравновесия появляется как результат реактивной ассимметрии элементов моста, влияния паразитных емкостей и емкостной асимметрии соединительных линий.

Для достижения равновесия моста необходимо выполнение условия

$$Z_1Z_4 = Z_2Z_3, \tag{11}$$

которое может быть получено при равенстве действительных и мнимых частей

$$\left.\begin{aligned} R_1R_4 - X_1X_4 &= R_2R_3 - X_2X_3; \\ R_1X_4 + R_4X_1 &= R_2X_4 + R_3X_2. \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

Балансировка моста производится путем постепенного многократного приближения — сначала путем уравнивания по реактивной составляющей X, а затем по активной R, после чего операция повторяется до получения достижимого минимума тока в его диагонали.

Уравновешивание моста по реактивной составляющей особенно важно при работе на высоких частотах и при большом усилении, когда отсутствие полного равновесия может вызвать появление в измерительной диагонали напряжения, соизмеримого с напряжением, возникающим под действием измеряемого параметра.

Опыт показывает, что при деформации тензорезистора (при неизменном положении проводов) разбаланс моста происходит в основном за счет действительной части, а изменение мнимой составляющей (из-за пренебрежимо малого изменения емкости или индуктивности тензорезистора) практически равно нулю и его можно не учитывать. При изменении положения проводов изменение реактивной составляющей может быть значительным и существенно исказить результат измерения.

На рис. 7 приведены наиболее часто используемые способы уравновешивания мостов: с помощью регулируемого низкоомного резистора $R_б$ (рис. 7,*а*) и с помощью высокоомного потенциометра (рис. 7,*б*). Сопротивление потенциометра выбирают из условия перекрытия возможного диапазона начального разбаланса моста, достигающего для металлических тензорезисторов 1%. Чрезмерное расширение диапазона регулирования нецелесообразно, так как в этом случае регулирование становится очень грубым, а точная балансировка затруднительна. Для сужения диапазона регулирования предусмотрены дополнительные резисторы $R_д$.

На рис. 7,*б—г* представлены схемы уравновешивания реактивной составляющей, а на рис. 7,*д* — активной и реактивной. С помощью резистора $R_к$ осуществляется искусственный калиброванный разбаланс моста, используемый для проверки и регулировки коэффициента усиления усилителя.

Наконец, несколько слов о наклейке тензорезисторов, поскольку работа тензопреобразователя (погрешность, температурный диапазон и т. д.) в большой степени зависит от выбора клея и качества наклейки тензорезистора на упругий элемент.

Перед наклейкой поверхность упругого элемента тщательно очищают напильником и шкуркой от краски и грязи. Зачищаемая поверхность должна быть в 1,5—2 раза больше размеров тензорезистора.

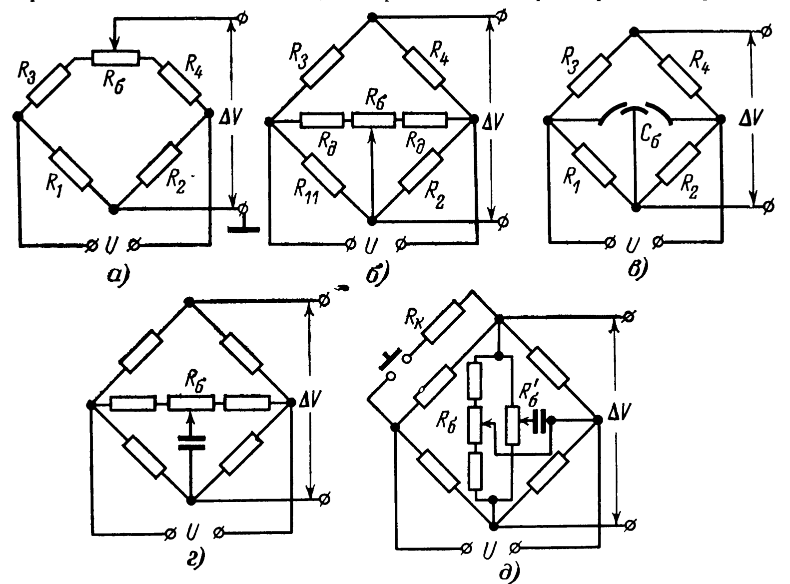


Рис. 7. Схемы уравновешивания мостов.

стора. При этом не следует зашлифовывать поверхность до зеркального блеска. Наоборот, для улучшения адгезии полированную поверхность металла в месте установки резистора следует несколько матировать.

После очистки шкуркой поверхность необходимо обезжирить с помощью очищенного бензина (марки Б-70) или четыреххлористого углерода. Дальнейшую очистку производят химически чистым ацетоном и 96%-ным этиловым спиртом до тех пор, пока тампон для протирки не станет совершенно чистым Во избежание переохлаждения поверхности при испарении растворителей и конденсации на ней влаги из воздуха протирать поверхность следует с небольшими перерывами, за которые поверхность снова принимает температуру окружающей среды. Заключительная протирка производится этиловым спиртом.

Подготовка поверхностей материалов, растворяющихся в спирте, производится бензином и четыреххлористым углеродом.

В зависимости от типа тензорезисторов, материала испытываемой конструкции и условий работы применяют те или другие сорта клеев и технологию наклейки и сушки.

Наибольшее распространение для наклейки тензорезисторов получили бакелито-фенольные клеи БФ-2 и БФ-4. Из них предпочтение следует отдать клею БФ-2, имеющему более широкий интервал рабочих температур (от —60 до +180°С) и меньшую ползучесть.

Технология наклейки заключается в следующем.

На подготовленную поверхность наносят первый тонкий слой клея (грунтовку). Одновременно тонкий слой наносят и на обратную сторону тензорезистора и дают клею слегка просохнуть.

Затем на деталь наносят второй слой клея, снова слегка подсушивают и на него накладывают с поджатием через целлофан тензорезистор. Наклеенный тензопреобразователь просушивают в течение 30—40 мин при температуре 50—70 °С. Признаком окончания просушки может служить увеличение сопротивления изоляции между металлической поверхностью и тензорезистором до 25—50 МОм. Если сопротивление продолжает оставаться низким, сушку следует продолжать.

После подсыхания для уменьшения ползучести клея тензопреобразователь рекомендуется нагреть до 120—140 °С и выдержать при этой температуре 1—2 ч. При этом происходит полная полимеризация клея. Если деталь велика и не может быть помещена в термостат, ограничиваются сушкой при нормальных условиях в течение 2—3 суток.

При длительных измерениях статических величин деформаций хороший результат показал также клей В-58.

Наклейка полупроводниковых тензорезисторов имеет некоторые особенности. Тензорезистор располагают на детали на клеевом подслое, который образуется после двух-трехкратного нанесения клея БФ-2 с полной полимеризацией с таким расчетом, чтобы толщина клеевого слоя составляла 40—50 мкм.

Перед наклейкой тензорезистор обволакивают пленкой БФ-2 и слегка сушат на воздухе. Затем подготовленную клеевую поверхность детали освежают с помощью тампона, слегка смоченного в спирте, и на нее устанавливают тензорезистор, на который накладывают тефлоновую пленку толщиной 25—30 мкм, прокладку из сукна или фетра и металлическую накладку. Всю стопу поджимают струбциной давлением $(100 \div 200) \cdot 10^3$ Па (1—2 кгс/см^2) и нагревают в термостате при температуре 120 °С в течение 2 ч.

После этого для снятия напряжения упругий элемент (если это позволяет конструкция) проходит трехкратный знакопеременный цикл нагрузки до максимальной относительной деформации ($\varepsilon_{макс} = 3 \cdot 10^{-3}$) с выдержкой под нагрузкой и паузой по 20 мин. При этом, если будет отмечаться заметная разница, следует повторить термообработку (при температуре 150—160 °С) и циклическое нагружение.

Сопротивление изоляции между тензорезистором и металлической поверхностью должно быть не менее 100 МОм. Сопротивление около 10 МОм допустимо лишь при измерении быстрых динамических процессов.

При работе в условиях повышенной влажности необходимо принять меры к защите наклеенных тензорезисторов от действия влаги. Повышенная влажность приводит к уменьшению изоляции между решеткой тензорезистора и поверхностью конструкции, а также ухудшению адгезии клея.

В качестве герметизирующих покрытий могут быть использованы бакелитовые и другие лаки.

2. Емкостные преобразователи

В основу работы емкостного преобразователя положена зависимость изменения емкости электрического конденсатора при воздействии на него измеряемой величиной. Напомним, что емкость плоского конденсатора определяется соотношением

$$C = 0{,}088\frac{\varepsilon F}{d}\text{, пФ,} \qquad (13)$$

где F — действующая площадь обкладок, составляющих конденсатор, см^2; ε — относительная диэлектрическая проницаемость, пФ/см (для воздуха $\varepsilon = 1$); d — толщина диэлектрика (или зазора), см.

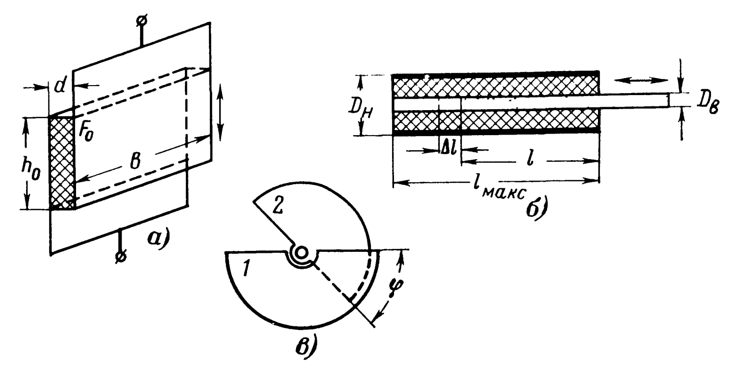


Рис. 8. Емкостные преобразователи с изменяемой площадью.
а — плоский; *б* — цилиндрический; *в* — вращающийся.

В зависимости от того, на какой параметр воздействует измеряемая величина, емкостный преобразователь может работать с использованием изменения действующей площади F, расстояния между пластинами d или действующей диэлектрической проницаемости ε.

Датчики, в которых преобразование измеряемой величины происходит за счет изменения площади (рис. 8,*а*), наиболее применимы для измерения линейного перемещения.

Если обозначить емкость в начале процесса C_0, а в момент измерения C_1, то изменение емкости ΔC составит:

$$\Delta C = C_0 - C_1 = 0{,}088\frac{\varepsilon}{d}\Delta F. \qquad (14)$$

Если считать (как это делалось при рассмотрении работы тензорезисторов), что относительное изменение используемого параметра преобразователя в известной степени характеризует коэффициент преобразования, то в емкостных преобразователях с переменной площадью он будет равен:

$$\Delta C/C = \Delta F/F, \qquad (15)$$

т. е. будет тем больше, чем больше относительное изменение площади измерительного конденсатора при единичном изменении входного сигнала.

Наряду с плоскими конденсаторами для измерения перемещения широко применяются цилиндрические конденсаторы (рис. 8,*б*), в которых имеются два концентрических цилиндра, сдвигаемые относительно друг друга. Внутренний цилиндр диаметром 2—4 мм отделен от внешнего изоляционным слоем с большой диэлектрической проницаемостью ε. Емкость цилиндрического конденсатора определяется зависимостью

$$C = 0,088 \frac{2\pi\varepsilon l}{\ln \frac{D_н}{D_в}}, \quad (16)$$

а изменение емкости при смещении на Δl

$$\Delta C = 0,088 \frac{2\pi\varepsilon}{\ln \frac{D_н}{D_в}} \Delta l. \quad (17)$$

Таким образом, во всех случаях наблюдается линейная зависимость между изменением емкости ΔC и изменением площади ΔF или перемещением Δl.

При измерениях, связанных с вращением или поворотом исследуемого узла, используются преобразователи, подобные переменным конденсаторам. Статор *1* этих конденсаторов (рис. 8,*в*) обычно жестко закрепляется на неподвижной детали, а ротор *2* жестко связывается с узлом, угол поворота которого подлежит измерению.

Вид характеристики такого преобразователя определяется формулой

$$C = C_0 + 0,088 \frac{\varepsilon\varphi\psi}{d}, \quad (18)$$

где C_0 — начальная емкость преобразователя; φ — угол поворота подвижных пластин относительно неподвижных; ψ — изменение площади на единицу угла поворота.

Среди преобразователей с различными законами изменения емкости от угла поворота для измерительных целей наиболее удобными являются преобразователи с линейной зависимостью изменения емкости, а в случае применения частотной модуляции — с линейной зависимостью изменения частоты.

Конструктивное оформление преобразователей достаточно простое, вследствие чего они нашли применение как в производстве, так и лабораторных исследованиях.

Принцип действия преобразователя с изменением зазора показан на рис. 9. Принимая те же обозначения, что и в предыдущем случае, найдем абсолютное изменение емкости

$$\Delta C = 0,088 \frac{\varepsilon F}{d} \frac{\Delta d}{d \pm \Delta d}, \quad (19)$$

а относительное изменение

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta d}{d \pm \Delta d} \quad (20)$$

(в этих уравнениях знак «+» соответствует уменьшению емкости, а «—» — увеличению).

При изменении зазора не более чем на 5% ($\Delta d_{макс} = \pm 0,05d$) относительное изменение емкости практически равно относительному

изменению зазора независимо от направления перемещения подвижного электрода.

Примером емкостного преобразователя с изменением расстояния между электродами является конденсаторный микрофон. На этом

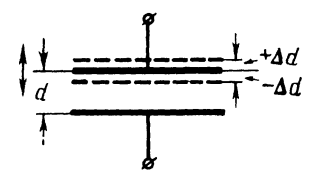


Рис. 9 Емкостный преобразователь с переменным зазором

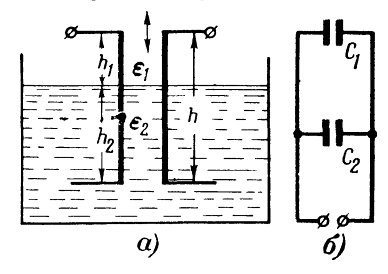


Рис. 10. Емкостные преобразователи с переменным диэлектриком.

а — конструкция; *б* — эквивалентная схема

же принципе основаны емкостные мембранные датчики давления или силы.

Преобразователи с изменением диэлектрической проницаемости могут быть осуществлены принципиально в двух вариантах: с перемещением диэлектрика перпендикулярно и параллельно плоскости пластин (рис. 10).

В первом случае (рис 10,*а*) при различных величинах диэлектрической проницаемости воздуха $\varepsilon_1=\varepsilon_в$ и перемещающегося диэлектрика ε_2 образуются два параллельно соединенных конденсатора (рис. 10,*б*), общая емкость C которых равна:

$$C = C_1 + C_2 = 0,088\frac{\varepsilon_в b h_1}{d} + 0,088\frac{\varepsilon_2 b h_2}{d}, \qquad (21)$$

где b и h — линейные размеры пластин преобразователя.

Учитывая, что $\varepsilon_в=1$, а $h_1=h-h_2$, и полагая $\varepsilon_2=\varepsilon$, получим:

$$C = 0,088\frac{b}{d}(h - h_2 + \varepsilon h_2) = 0,088\frac{bh}{d} + 0,088\frac{bh_2}{d}(\varepsilon - 1) = C_в + \Delta C, \qquad (22)$$

где

$$\Delta C = 0,088\frac{bh_2}{d}(\varepsilon - 1). \qquad (23)$$

Преобразователь с диэлектриком, изменяющимся по высоте (d_2) параллельно плоскости электродов (рис. 11), особенно подходит для жидких диэлектриков. Такой преобразователь подобен конденсатору с двухслойным диэлектриком, емкость которого определяется соотношением

$$C = \frac{0,088F}{\frac{d_1}{\varepsilon_1}+\frac{d_2}{\varepsilon_2}} = \frac{0,088F}{\frac{d-d_2}{\varepsilon_1}+\frac{d_2}{\varepsilon_2}}. \qquad (24)$$

Изменение емкости при измерении неэлектрических величин емкостными преобразователями в зависимости от чувствительного

элемента и абсолютной величины емкости колеблется в очень широких пределах ($\Delta C/C = 10^{-6} \div 10^{1}$).

Измерение больших изменений емкости относительно не сложно и может быть выполнено самыми разнообразными способами. Для определения малых изменений емкости используют методы: мостовой, резонансный и биений. Первый из них наиболее простой и может быть применен до $\Delta C/C = 10^{-4} \div 10^{-3}$. Для более чувствительных измерений (до $\Delta C/C = 10^{-5} \div 10^{-6}$) используют два последних метода.

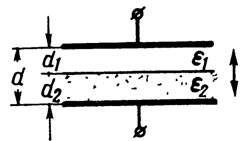


Рис. 11. Преобразователь с переменной толщиной диэлектрика.

Для измерений методом биений используют два связанных генератора с одинаковой частотой колебаний в диапазоне 10—25 МГц, из которых один модулируется по частоте измеряемой механической величиной, воздействующей на измерительный преобразователь (конденсатор). На выходе смесителя выделяется сигнал разностной частоты, пропорциональной измеряемой величине.

При резонансном методе измерения высокочастотный генератор, модулируемый по частоте изменяемой емкостью преобразователя, связывают с колебательным контуром, в цепи которого находится индикатор. Для увеличения чувствительности резонансная частота контура выбирается таким образом, чтобы рабочая точка оказалась на спаде резонансной кривой контура, где крутизна имеет наибольшее значение.

Емкостные преобразователи обладают рядом достоинств: высокой чувствительностью, простотой, малыми габаритами и массой, малой инерционностью и незначительным обратным воздействием на контролируемый параметр.

Наряду с этим емкостным преобразователям присущи и определенные недостатки: большое внутреннее сопротивление (вследствие чего преобразователь оказывается маломощным); для достижения высокой чувствительности преобразователь питают током высокой частоты, а для уменьшения влияния внешних электрических полей и паразитных емкостей преобразователи требуют тщательной экранировки. Особенно сильное влияние на погрешность преобразования оказывают изменения температуры и влажности окружающей среды, сказывающиеся на геометрических размерах преобразователя и диэлектрической проницаемости воздуха. Наконец, для достижения высокой чувствительности монтажные провода должны быть очень короткими.

3. Пьезоэлектрические преобразователи

Работа пьезоэлектрических преобразователей основана на использования **пьезоэлектрического эффекта**. Последний представляет собой способность некоторых материалов образовывать при механическом нагружении электрические заряды (так называемый прямой пьезоэффект), а при наложении электрического поля — механически деформироваться (обратный пьезоэффект).

Количественно пьезоэффект оценивается пьезомодулем d, устанавливающим пропорциональность между величиной возникающего заряда Q и приложенной силой P:

$$Q = dP. \qquad (25)$$

Важнейшими природными материалами, обладающими пьезоэлектрическими свойствами, являются кварц и турмалин. Из названных материалов предпочтение отдают кварцу, имеющему удовлетворительные пьезоэлектрические свойства, очень высокое сопротивление, относительно малую температурную зависимость пьезо- и изоляционных постоянных, высокую механическую прочность и большой модуль упругости ($E=0{,}77\times10^{11}$ Па), достигающий трети модуля упругости стали ($2{,}1\cdot10^{11}$ Па), а также высокую линейность, большой динамический диапазон и др.

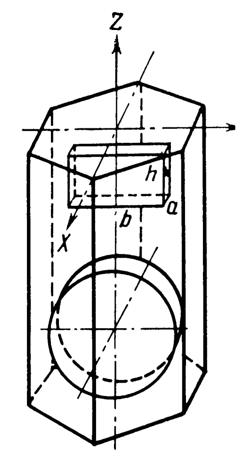


Рис. 12. Ориентация пластины в кристалле кварца.

Для получения наибольшего модуля кварцевую шайбу, пластинку или диск вырезают из монокристалла таким образом, чтобы наибольшая плоскость была перпендикулярна кристаллографической оси X (рис. 12). Поэтому ось X называют электрической (или пьезоэлектрической) осью. Обычно у вырезанной прямоугольной пластинки ребро a параллельно оси X, ребро h — оптической оси Z, а ребро b — третьей координатной оси Y, называемой также механической осью.

При нагружении подобной пластины силой P в направлении оси X на ее гранях образуется заряд, равный

$$Q_{\text{пр}}=d_{11}P_x. \tag{26}$$

Следует отметить, что этот заряд зависит только от приложенной силы и не зависит от геометрических размеров пластины (продольный пьезоэффект).

Если пластину подвергнуть сжатию в направлении оси Y, то на тех же гранях вновь появится заряд, но теперь уже противоположного знака (поперечный пьезоэффект). Величина заряда при поперечном пьезоэффекте оказывается равной

$$Q_{\text{п.пр}}=-d_{11}\frac{b}{a}P_y \tag{27}$$

и зависит от отношения b/a. Путем соответствующего выбора отношения b/a можно изменять чувствительность преобразователя, верхний предел которой ограничивается механической прочностью пластинки. При механическом воздействии на пластину в направлении оси Z заряд не появляется.

Для увеличения заряда преобразователь набирают из нескольких (n) пластин, которые механически соединяют последовательно, а электрически — параллельно (рис. 13). В этом случае суммарный заряд Q_Σ будет равен:

$$Q_\Sigma=nQ. \tag{28}$$

При практическом использовании обычно измеряют не заряд, а напряжение на конденсаторе $C_\text{д}$, образуемом гранями пластины:

$$U=\frac{Q}{C_\text{д}}=\frac{d_{11}P}{C_\text{д}}. \tag{29}$$

Для представления о величине напряжения рассмотрим нагружение кварцевого диска ($d_{11}=2{,}2\cdot10^{-12}$ Кл/Н) диаметром 10 и толщиной 1 мм ($C_д=3{,}1\cdot10^{-12}$ Ф) силой 10 Н. В соответствии с (29) напряжение на обкладках будет равно:

$$U=\frac{2{,}2\cdot10^{-12}\cdot10}{3{,}1\cdot10^{-12}}=7{,}3\ \text{В}.$$

Как указывалось, кварц обладает чрезвычайно высокой стабильностью. Изменение пьезомодуля от температуры вплоть до 250—300 °С очень мало и не превышает —10^{-4} °С$^{-1}$. Лишь при температуре выше 300 °С он уменьшается значительно резче, а при температуре 573—576 °С пьезоэффект исчезает. Несколько значительнее влияние температуры на сопротивление кристалла, которое уменьшается с $200\cdot10^{14}$ Ом/см^3 (при $t=20$ °С) до $8\cdot10^{11}$ Ом/см^3 (при $t=100$ °С).

Другим преимуществом кварца является линейность его характеристики при нагружении вплоть до разрушения.

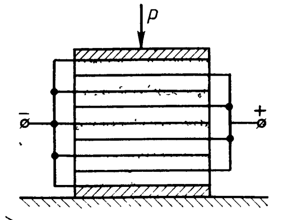


Рис. 13. Схема многоэлементного пьезопреобразователя.

Турмалин (в отличие от кварца) имеет не две пьезочувствительные плоскости, а только одну — оптическую ось Z. Поэтому турмалиновые пластинки вырезают так, чтобы их рабочие поверхности были перпендикулярны к оптической оси. Благодаря этой особенности турмалин может применяться для измерения гидростатического (всестороннего) давления, что делает его незаменимым для измерений давления в жидкости.

К недостаткам турмалина следует отнести значительно большую (по сравнению с кварцем) температурную зависимость пьезомодуля. Кроме того, он очень редко встречается в природе и имеет высокую стоимость, что ограничивает его практическое применение.

Наряду с указанными природными кристаллами в технике находят применение и искусственные кристаллы: сегнетовая соль (KNT), дигидрофосфат аммония (АДР), дигидрофосфат калия (КДР) и др.

В отличие от кварца и турмалина пластины из искусственных кристаллов вырезают под некоторым углом к полярным осям.

Сегнетовая соль имеет очень высокий пьезомодуль (примерно в 150 раз больше пьезомодуля кварца), но низкую механическую прочность и сильно зависит от температуры и влажности. Другие сегнетоэлектрики (КДР и АДР) имеют более высокую механическую прочность, но вследствие значительной температурной зависимости для измерительных целей также не применяются.

В последние годы широкое распространение получили сегнетоэлектрики в виде пьезокерамик титаната бария и его композиций (ниобата, цирконата-титанатов свинца и др.). Все они по сравнению с кварцем имеют большой пьезомодуль, механически прочны и, кроме того, могут быть изготовлены любой формы и размеров.

Та или другая форма (обычно диск, пластина, стержень или цилиндр) получается с помощью соответствующей пресс-формы. Полученную заготовку металлизируют и поляризуют при соответствующей температуре в электрическом поле.

Исторически первым из пьезоэлектриков был открыт и внедрен в практику измерений титанат бария. К сожалению, наряду с положительными качествами ему присущи и очень серьезные недостатки: изменение пьезомодуля при колебаниях температуры, в процессе хранения, в зависимости от величины приложенной нагрузки, величины шунтирующей емкости и т. д. Поэтому в настоящее время пьезокерамика из чистого титаната бария (ТБ-1) для измерительных целей почти не применяется.

Присадка к титанату бария некоторого количества титаната кальция (двойная композиция типа ТБК-3) или татаната кальция с титанатом свинца (тройная композиция типа БКС) уменьшает температурную и временную зависимость пьезомодуля и диэлектри-

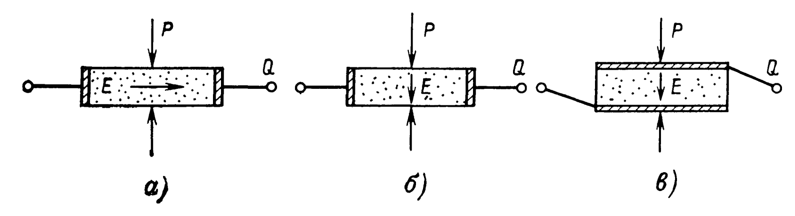


Рис 14. Схемы нагружения и включения пьезопреобразователей.

ческой проницаемости, однако абсолютная величина их при этом существенно уменьшается.

Следует отметить, что величина пьезомодуля и диэлектрической проницаемости и их стабильность зависят кроме всего прочего от схемы использования керамики, точнее от выбора направления поляризации *E*, направления действия силы *P* и съема заряда *Q* (рис. 14). Эти пьезомодули обозначены соответственно индексами d_{31}, d_{15} и d_{33}.

Механическая прочность пьезокерамики очень высока, но резко зависит от технологии и качества обработки соприкасающихся поверхностей; при наличии прокладки из фольги между пьезоэлементом и плоскостями, передающими давление, временное сопротивление сжатию достигает $(4 \div 6) \cdot 10^5$ кН/м² (40—60 кгс/мм²).

Пьезокерамики на основе ниобата свинца (НБС) и цирконата-титаната свинца (ЦТС) более стабильны, чем титанаты бария, однако уступают последним по чувствительности. Все перечисленные пьезокерамики имеют в настоящее время широкое распространение и используются для самых разнообразных целей.

Усредненные характеристики промышленных пьезоматериалов, которые могут найти применение в пьезопреобразователях, приведены в табл. 7.

Наряду с преобразователями, в которых пьезоэлемент испытывает сжатие — растяжение, широко распространены конструкции, в которых элемент «работает» на изгиб (рис 15,*а*, *б*) и на сдвиг (рис. 15,*в*).

Пьезоэлемент, работающий на изгиб, состоит из двух одинаковых склеенных между собой балок или пластинок, между которыми находится металлическая фольга. При изгибе такого биморфного элемента одна балка удлиняется, а другая укорачивается. При соответствующей поляризации элементов можно получить либо сумму

Таблица 7

Параметр	Кварц	Турмалин	Марка материала ТБ-1	ТБК-3	ТБКС	НБС-1	ЦТС-19	ЦТС-23	ЦТБС-1	ЦТБС-3
Плотность, кг/м^3·10^3	2,65	3,1	5,3	5,3	5,2	5,6	7,0	7,4	7,1	7,1
Относительная диэлектрическая проницаемость	4,5	6,6	1500±300	1200±200	450±50	1600±300	1500^{+300}_{-350}	1050^{+250}_{-200}	3750±750	2400±400
Пьезомодуль, Кл/Н·10^{-12}	2,2	1,9	$d_{31}=45$ $d_{33}=100$	$d_{31}=45$ $d_{33}=85$	$d_{31}=20$ $d_{33}=50$	$d_{31}=65$ $d_{33}=165$	$d_{31}=100$ $d_{33}=200$	$d_{31}=100$ $d_{33}=200$	$d_{31}=220$ $d_{33}=470$	$d_{31}=160$ $d_{33}=400$
Модуль Юнга, Па·10^{-10}	7,75	16,5	9—11	11—13	10—12,5	7—9,5	5,5—8,5	6,5—8,5	7±0,5	7
Скорость звука, м/с	5720	7200	4100—4600	4500—5000	4400—5000	3600—4300	3000—3600	3000—3350	3200	3450±150
Акустическое сопротивление, ρc гсм$^{-2}$с$^{-1}$·10^4	152	223	220—245	240—265	230—260	200—240	210—250	220—250	225	250
Температура структурного превращения, °C	576	—	120±10	105±10	160±10	265±20	290	280±10	438±15	453±15
Максимальная рабочая температура, °C	500	—	60	—	95	200	—	—	—	—
Температурный коэффициент линейного расширения, α·10^{-6}	14	—	15	—	—	—	—	—	2,5	2,5
Прочность на сжатие, Па·10^7, не менее	35	—	3	2,5	3	2	3	3,5	3,9	3,4
Прочность на растяжение, Па·10^7	1	—	0,25	—	—	—	—	—	0,21	0,19
Прочность на изгиб, Па·10^7	1,27	—	0,6	0,85	—	—	0,5	—	0,71	—
Коэффициент электромеханической связи, K_p	0,1	0,1	0,20	0,25	0,17	0,28	0,40	0,43	0,55	0,45
Удельное объемное электрическое сопротивление при 100°C, ρ_v Ом·см	—	—	1·10^8	1·10^9	1·10^{10}	1·10^{11}	1·10^{10}	1·10^{10}	1·10^8	1·10^8

напряжений (последовательная схема, рис. 15,*а*), либо сумму зарядов (параллельная схема, рис. 15,*б*).

Преимуществом преобразователей, работающих на изгиб, является значительно большая чувствительность по сравнению с преобразователями, работающими на сжатие. В то же время изгибные преобразователи значительно уступают последним по прочности и диапазону частот.

Преобразователь, работающий на сдвиг, представлен на рис. 15,*в* Чувствительный элемент этого преобразователя выполнен в виде кольца из пьезокерамики, в которое вклеен внутренний электрод и которое само вклеено во внешний электрод. Под действием силы P происходит деформация сдвига плоскостей, параллельных направлению поляризации. Количественная оценка пьезоэффекта в этом случае производится пьезомодулем d_{15}.

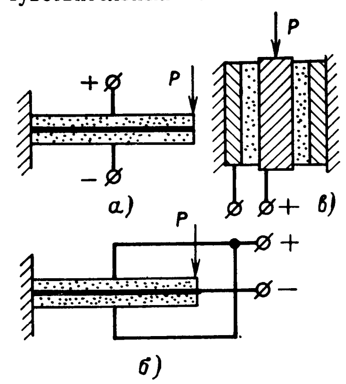


Рис. 15. Схемы нагружения и включения изгибных (*а* и *б*) сдвиговых (*в*) пьезоэлектрических элементов.

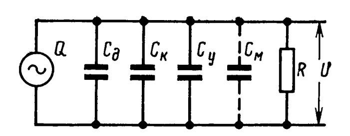


Рис. 16. Эквивалентная схема включения пьезоэлектрического преобразователя.

Достоинство такого преобразователя заключается в том, что при приложении усилия в плоскости, перпендикулярной оси керамики, заряды на электродах не появляются, т. е. преобразователь обладает малой боковой чувствительностью.

Пьезоэлектрические преобразователи пригодны для измерения силы, давления и других величин, в которых прямо или косвенно проявляются силовые воздействия.

При механическом воздействии на пьезокерамику на ее электродах согласно с (29) должно возникать напряжение. Однако в реальных случаях включение преобразователя в схему сопровождается подключением параллельно его собственной емкости $C_д$ других емкостей (например, емкости соединительного кабеля $C_к$, входной емкости усилителя $C_у$). Поэтому эквивалентная электрическая схема включения с учетом сопротивления утечки R примет вид, представленный на рис. 16. Соответственно напряжение, развиваемое преобразователем, оказывается равным

$$U = \frac{Q}{C_\Sigma} = \frac{dP}{C_д + C_к + C_у}. \tag{30}$$

Из этого соотношения следует, что для получения максимального напряжения или наибольшей чувствительности следует стремиться к тому, чтобы каждая из составляющих суммарной емкости была возможно меньшей. Элементарные расчеты показывают, что в случае кварцевых преобразователей $C_д \ll C_к + C_у$, а при использо-

вании преобразователей на базе пьезокерамик емкость преобразователя часто сравнима и даже превышает суммарную емкость кабеля и усилителя.

Измерение больших усилий часто связано с появлением на входе усилителя напряжений, намного превышающих динамический диапазон усилителя. В этом случае для уменьшения напряжений, подаваемых на управляющий электрод, параллельно входу усилителя подключают так называемую масштабную емкость $C_м$ (на рис. 16 показана пунктиром).

Из рассмотрения эквивалентной схемы входа усилителя не трудно заключить, что при приложении постоянной нагрузки (P=const) напряжение на входе усилителя не будет оставаться неизменным, а будет со временем непрерывно уменьшаться из-за разряда конденсаторов через резистор утечки R по закону

$$U = U_0 e^{-t/RC_\Sigma} = \frac{Q}{C_\Sigma} e^{-t/RC_\Sigma}, \tag{31}$$

где U_0 — напряжение в начале разряда.

Так, например, за время $t = 0{,}7RC_\Sigma$ напряжение уменьшится вдвое, а за время $t = RC_\Sigma$ снизится до $U = 0{,}36U_0$.

Чем больше постоянная времени, тем медленнее снижается напряжение. Достижение возможно большей постоянной времени особенно желательно при измерении медленно изменяющихся процессов и проведении статической градуировки.

Принципиально увеличение произведения RC_Σ может быть достигнуто за счет любого из сомножителей. Однако увеличение емкости не всегда целесообразно, поскольку это приводит в ряде случаев к недопустимому снижению напряжения и сужению динамического диапазона. Практически всегда нужно стремиться к увеличению произведения RC_Σ за счет увеличения сопротивления резистора утечки R.

Чтобы получить представление о необходимом значении сопротивления, рассмотрим следующий пример. Если задаться требованием, чтобы измеряемое напряжение при считывании показаний уменьшилось в течение 100 с не более чем на 1% своего начального значения, то постоянная времени должна быть не менее 10 000 с. Так как суммарная емкость C_Σ составляет примерно от 500 пФ до 0,025 мкФ, то сопротивление резистора утечки R должно быть порядка 10^{13} Ом. Столь большое сопротивление может быть достигнуто лишь при применении в усилителе специальных электрометрических ламп с ничтожным сеточным током и высококачественных изоляционных материалов. Практически реализуемая постоянная времени оказывается на 3—4 порядка ниже, вследствие чего спад напряжения оказывается весьма заметным.

С другой стороны, при большом сопротивлении резистора утечки вход пьезоусилителя становится излишне чувствительным к помехам и его работа становится неустойчивой. Практика показывает, что для удовлетворительного наблюдения процесса максимальное значение постоянной времени следует брать из условия

$$25 \leqslant \frac{RC_\Sigma}{t} \leqslant 50, \tag{32}$$

где t — длительность наблюдения.

В связи с этим следует особенно подчеркнуть, что несмотря на принципиальную возможность измерения статических процессов практически такие измерения с помощью пьезопреобразователей не могут быть рекомендованы, поскольку требуют создания чрезвычайно сложных и весьма стабильных усилителей постоянного тока. Такие процессы обычно измеряют с помощью электромагнитных, емкостных или тензометрических преобразователей. Пьезоэлектрические измерения целесообразны лишь при динамических процессах.

4. Электромагнитные преобразователи

Термин «электромагнитные преобразователи» объединяет четыре типа преобразователей: индуктивные, трансформаторные, магнитоупругие и индукционные. Для всех этих преобразователей характерно использование зависимости характеристик магнитной цепи (маг-

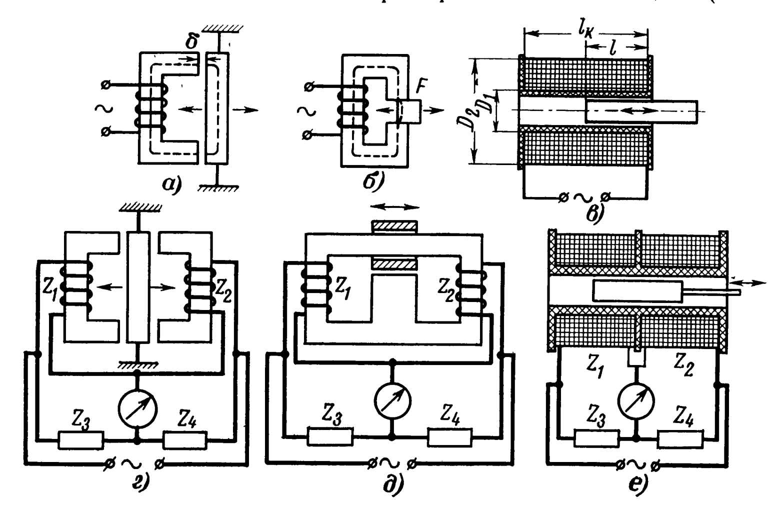


Рис. 17. Конструкции и схемы включения индуктивных преобразователей.

а, г — с переменным зазором; *б, д* — с переменной площадью; *в, е* — соленоидного типа.

нитного сопротивления $R_м$, магнитной проницаемости μ, магнитного потока Φ и др.) при механическом воздействии на элементы этой цепи.

Индуктивные преобразователи. Индуктивный преобразователь представляет собой дроссель с изменяющимся воздушным зазором δ (рис. 17,*а*) или изменяющейся площадью F поперечного сечения магнитопровода (рис. 17,*б*). В качестве выходного параметра в нем выступает изменение индуктивности L (или полного сопротивления Z) обмотки, надетой на сердечник.

В случае небольшого зазора δ индуктивность дросселя с переменным зазором (без учета реактивного сопротивления, обусловлен-

ного потерями на вихревые токи и гистерезис) равна:

$$L = \frac{w^2}{R_ж + R_0} = \frac{w^2}{\frac{l_ж}{\mu F} + \frac{2\delta}{\mu_0 F_0}}, \qquad (33)$$

где w — число витков обмотки; $R_ж$, R_0 — магнитные сопротивления сердечника и воздушного зазора; $l_ж$ — средняя длина магнитной силовой линии в ярме и якоре; F, F_0 — площади сечений сердечника и воздушного зазора; μ, μ_0 — магнитные проницаемости материала сердечника и воздушного зазора; δ — величина воздушного зазора.

Когда магнитное сопротивление воздушного зазора значительно больше магнитного сопротивления магнитопровода, т. е. $R_0 \gg R_ж$, выражение принимает вид:

$$L = \frac{w^2 F_0 \mu_0}{2\delta}. \qquad (34)$$

Из этого уравнения видно, что зависимость индуктивности катушки L от зазора δ существенно нелинейна; удовлетворительная линейность имеет место при условии, пока $\Delta\delta \ll \delta$, и

$$\frac{2\delta}{\mu_0 F_0} \gg \frac{l_ж}{\mu F}.$$

Полное сопротивление обмотки преобразователя на частоте ω равно:

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \qquad (35)$$

где R — активная составляющая сопротивления; ω — круговая частота переменного тока.

Соответственно значение тока в обмотке

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}. \qquad (36)$$

Из формул (35) и (36) следует, что относительное изменение Z и I будет тем больше, чем меньше сопротивление R, т. е. чем выше добротность катушки ($Q = \omega L/R$).

Чувствительность индуктивного преобразователя на основании (34) равна:

$$S_L = \frac{w^2 \mu_0 F_0}{2\delta^2} = \frac{A}{\delta^2} \qquad (37)$$

и, как видно, обратно пропорциональна квадрату зазора. Поэтому индуктивные преобразователи особенно чувствительны при малых зазорах и реагируют при изменении зазора на 0,1—0,5 мкм. Диапазон измерений перемещений индуктивными преобразователями с переменным зазором простирается от 0,01 до 2 мм. При большем зазоре зависимость $L = f(\delta)$ становится нелинейной. Поэтому при измерении бóльших перемещений (до 5—8 мм) используют преобразователи с регулируемой площадью (рис. 17,*б* и *д*), которые имеют бóльшую линейность.

Весьма распространены также индуктивные преобразователи соленоидного типа с разомкнутой магнитной цепью (рис. 17,*в*). В этих преобразователях изменение индуктивности обмотки вызывается перемещением в катушке ферромагнитного сердечника. При введении внутрь катушки сердечника индуктивность ее изменяется

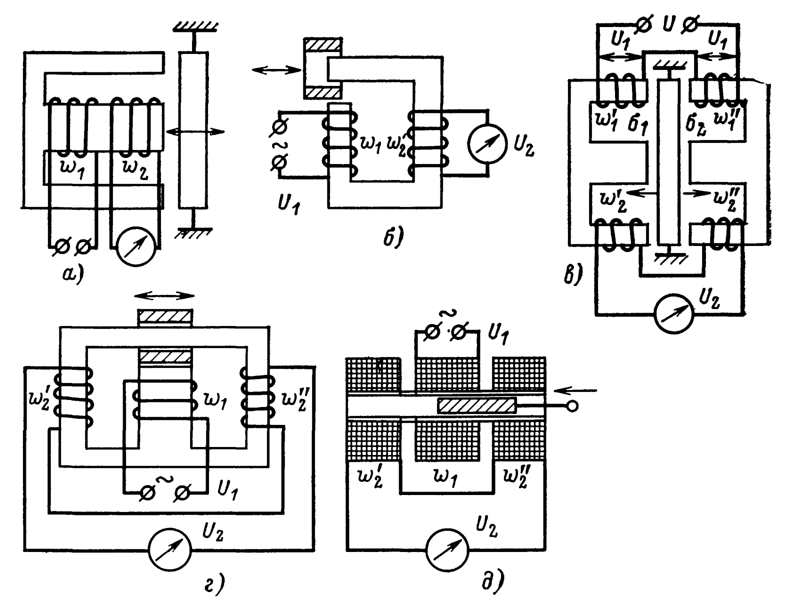


Рис. 18. Конструкции и схемы трансформаторных преобразователей.

приблизительно пропорционально введенной внутрь обмотки массе сердечника, т. е.

$$L = \mu_ж w^2 (D_2 - D_1) \frac{l}{l_к}. \qquad (38)$$

Преимуществом соленоидных преобразователей является возможность измерения больших (до 50—60 мм) перемещений.

Существенным недостатком описанных трех преобразователей является наличие на выходе значительного начального сигнала. Для компенсации его применяют мостовые (рис. 17,*г*—*е*) или дифференциальные схемы, в которых обмотки включены встречно. Мостовые и дифференциальные схемы имеют более широкий линейный участок рабочей характеристики, большую чувствительность и меньшую погрешность.

Трансформаторные преобразователи. В трансформаторных преобразователях используется изменение взаимной индуктивности обмоток преобразователя под воздействием механических перемещений ферромагнитного сердечника. Так, если на магнитный сердечник поместить две обмотки w_1 и w_2 (рис. 18,*а*), то изменение магнитного сопротивления $R_м = R_ж + R_0$ при изменении, например, воздушного

зазора приведет к изменению взаимной индуктивности M между обмотками ($M=w_1w_2/R_м$), а тем самым и к изменению напряжения на концах вторичной обмотки w_2:

$$e=\frac{1}{\sqrt{2}}\omega\Phi_m w_2, \qquad (39)$$

где Φ_m — амплитудное значение магнитного потока, пронизывающего вторичную обмотку; w_2 — число витков вторичной обмотки; ω — круговая частота питающего тока.

Как и в случае индуктивных преобразователей, для компенсации значительного начального тока применяют дифференциальные трансформаторы, у которых вторичные обмотки w'_2 и w''_2 включены встречно (рис. 18,*в—д*).

Недостатком индуктивных и трансформаторных преобразователей является трудность регулировки и компенсации начального напряжения на выходе преобразователя. Кроме того, для уменьшения помех оба типа преобразователей нуждаются в тщательной экранировке, что увеличивает их габариты и массу.

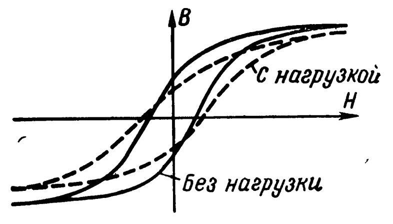


Рис. 19. График изменения намагничивания сердечника при механическом нагружении.

Погрешности преобразователей вызываются в основном колебаниями напряжения и частоты источников питания, а также изменениями температуры. При этом следует иметь в виду, что чем симметричнее обе половины дифференциального преобразователя, тем меньше погрешность за счет внешних воздействий.

К достоинству рассмотренных типов преобразователей следует отнести большую выходную мощность, достаточную во многих случаях для измерения параметров без усилительных устройств, высокую чувствительность, сравнительную простоту конструкции, а также невысокую стоимость.

Магнитоупругие преобразователи. Работа магнитоупругих преобразователей основана на изменении магнитной проницаемости (или индукции B) ферромагнитных тел под воздействием приложенных к ним механических сил P или напряжений σ, что легко обнаруживается по кривой намагничивания (рис. 19).

В общем случае это изменение для данного материала, зависящее также от величины напряженности поля H, имеет нелинейный характер. Однако, выбирая оптимальные режимы, можно получить относительно линейную зависимость $\mu=f$ (σ или P). Происходящее под действием нагрузки одновременное изменение магнитной проницаемости и линейных размеров сердечника может быть использовано для измерения деформаций. При этом относительная чувствительность магнитоупругих преобразователей к деформации может быть характеризована (подобно тензорезисторам) коэффициентом тензочувствительности

$$k=\frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l}=\frac{\varepsilon_\mu}{\varepsilon_l}. \qquad (40)$$

На рис. 20 приведен примерный график изменения относительной магнитной проницаемости ε_μ в функции изменения механического напряжения σ и соответствующей ему относительной линейной деформации ε_l. На начальном участке ($\sigma<50$ Н/мм²) коэффициент тензочувствительности достигает величины $k=300$ и уменьшается для всей кривой до $k=200$. Эта нелинейность ограничивает использование магнитоупругих преобразователей для целей измерения узкими пределами напряжений.

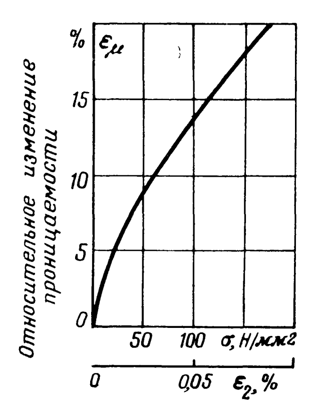


Рис. 20. График изменения относительной магнитной проницаемости железа армко от механического напряжения.

Поскольку магнитоупругие преобразователи применяются в основном для измерения сил и механических напряжений, то в этом случае имеет смысл под чувствительностью преобразователя понимать отношение относительной магнитной проницаемости $\varepsilon_\mu=\Delta\mu/\mu$ к механическому напряжению

$$k_\sigma = \varepsilon_\mu/\sigma, \tag{41}$$

выраженное обычно в процентах на 1 Н/мм².

Максимальное значение k_σ для пермаллоя составляет 0,94% на 1 Н/мм² (при H=0,02 А/мм), для трансформаторной стали — 0,8% на 1 Н/мм² (при H=0,2 А/мм) и для железа армко — 0,81% на 1 Н/мм² (при H=0,15 А/мм); при этом все величины напряженности H примерно соответствуют максимуму магнитной проницаемости μ. В действительности величина k_σ значительно меньше, так как рабочая точка H выбирается исходя из достижения наиболее линейной градуировочной характеристики преобразователя. Так, для кривой на рис. 20 эта величина для участка от 50 до 170 Н/мм² составляет всего 0,1% на 1 Н/мм².

При довольно большом разнообразии конструктивных форм, вызванных различными условиями практического применения, устройства, использующие магнитоупругий эффект, по принципу действия можно разбить на две основные группы: преобразователи дроссельного (рис. 21,*а, б*) и трансформаторного типов (рис. 21,*в*—*д*).

В преобразователях первого типа изменение магнитной проницаемости сердечника приводит к изменению полного электрического сопротивления Z катушки дросселя.

При небольшом поверхностном эффекте относительное изменение сопротивления преобразователя при пренебрежении активным сопротивлением катушки может быть принято равным $\Delta Z/Z=\Delta\mu/\mu$, вследствие чего чувствительность преобразователя может быть выражена также в виде

$$k_\sigma = \frac{\Delta Z/Z}{\sigma}. \tag{42}$$

Электрическая схема включения преобразователя дроссельного типа в простейшем случае (рис. 22,*а*) состоит из последовательно

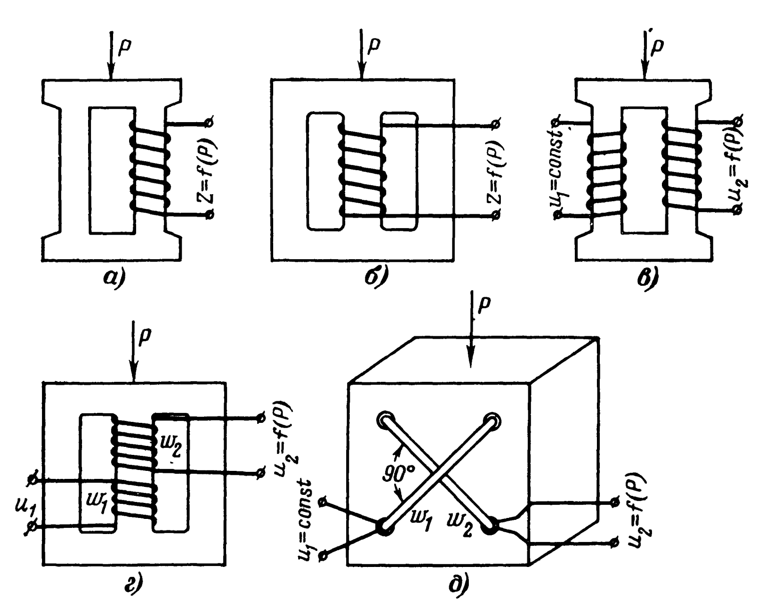


Рис. 21. Схемы магнитоупругих преобразователей.

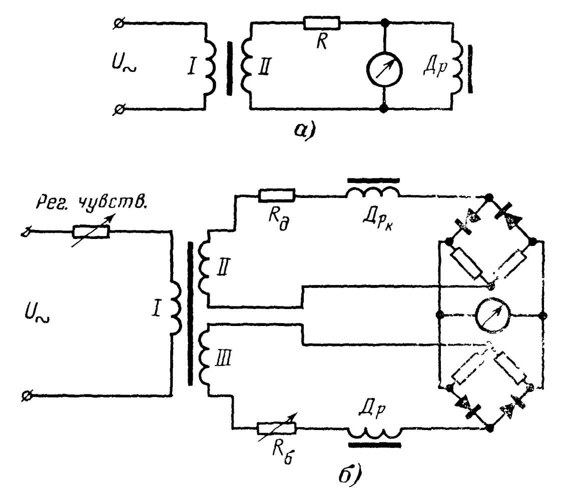


Рис. 22. Схемы включения магнитоупругих преобразователей.
а — последовательная; *б* — компенсационная.

включенных постоянного резистора R и дросселя-преобразователя *Др*, параллельно которому включен индикатор.

Питание схемы при измерении статических или медленно изменяющихся сил осуществляется обычно от сети переменного тока частотой 50 Гц. Иногда для повышения чувствительности преобразователь питают током повышенной частоты (до 10 кГц). В последнем случае для уменьшения потерь сердечник делают не сплошным, а набирают из тонких, изолированных одна от другой и тщательно склеенных между собой пластин.

Недостатком такой схемы является наличие большого начального напряжения U_0, что сужает динамический диапазон и разрешающую способность измерителя. Поэтому вместо этой схемы обычно применяют дифференциальную — с компенсацией начального напряжения (рис. 22,*б*). В этой схеме используются две цепи, в которые включены идентичные элементы: измерительный дроссель *Др* и компенсационный дроссель $Др_к$. При одинаковых параметрах элементов схема будет сбалансирована и ток в измерительной цепи станет равным нулю. По мере нагружения сопротивление преобразователя будет уменьшаться и на выходе появится ток, пропорциональный нагрузке.

Преобразователи дроссельного типа достаточно просты. Кроме того, они обладают удовлетворительной линейностью в рабочем диапазоне измеряемых сил; реальные амплитудные погрешности составляют 2—5%.

Недостатками преобразователей дроссельного типа являются высокая чувствительность к колебаниям напряжения питания и довольно низкая чувствительность измерения; температурная нестабильность также весьма заметна и достигает 2% на 10 °С. Все это приводит к тому, что преобразователи дроссельного типа применяют лишь при измерениях, не требующих высокой точности.

В магнитоупругих преобразователях трансформаторного типа в качестве переменной величины, являющейся функцией приложенной силы, используется взаимная индуктивность. Поэтому преобразователи трансформаторного типа являются по существу трансформаторами с переменным коэффициентом трансформации. Конструктивно магнитоупругие трансформаторы выполняют в виде магнитопроводов различной конфигурации с различным числом обмоток (рис. 21,*в*—*д*).

Особый интерес представляет конструкция, схематически представленная на рис. 21,*д*. В средней части магнитопровода этого преобразователя, набранного из пластин электротехнической стали, имеются четыре отверстия для размещения обмоток. Отверстия сверлят таким образом, чтобы плоскости обмоток пересекались под прямым углом, а с осью преобразователя составляли угол 45°. Такое расположение обмоток приводит к тому, что при отсутствии внешних механических нагрузок напряжение на выходе преобразователя должно быть равно нулю. Однако из-за неоднородности магнитных свойств магнитопровода и технологических неточностей при изготовлении на выходе всегда наблюдается некоторое напряжение, которое компенсируют магнитным шунтом, дополнительной обмоткой или другими способами.

Первичная обмотка преобразователей питается от источника переменного тока, частота которого выбирается из условий применения преобразователя: при измерении статических и медленно изменяющихся процессов обычно используется промышленная часто-

та; при измерении динамических процессов частота питающего тока должна быть в 5—10 раз выше основной частоты измеряемого процесса. При этом всегда следует иметь в виду, что повышение частоты связано с уменьшением мощности преобразователей из-за влияния поверхностного эффекта и междувитковой емкости. Поэтому при применении магнитопровода из листового материала увеличивать частоту более 2—3 кГц, а в случае ферритовых сердечников более 100—300 кГц не следует. При измерении быстроизменяющихся воздействий преобразователь может питаться постоянным током. Однако выходное напряжение при этом будет пропорциональным не усилию, а скорости его изменения.

Чувствительность трансформаторного преобразователя в предположении, что относительное изменение э. д. с. вторичной обмотки равно относительному изменению проницаемости, т. е. $\Delta u_2/u_2 = \Delta\mu/\mu$, может быть с учетом (41) выражена соотношением

$$k = \frac{\Delta u/u}{\sigma}. \qquad (43)$$

Чувствительность датчиков подобного типа достигает нескольких мВ/Н.

Максимальное напряжение в случае магнитопровода из электротехнической стали не должно превышать $\sigma = (4 \div 5) \cdot 10^7$ Па (400—500 кгс/см^2).

Основная погрешность при правильном выборе материала и конструкции магнитопровода не превышает 0,5% величины измеряемого усилия. К сожалению, температурная погрешность велика и достигает 1,5—2% на 10°С.

Другим источником погрешности является гистерезис. Погрешность этого вида при статических нагрузках достигает 4%, уменьшаясь при динамических нагрузках до 1%. Для уменьшения гистерезисной погрешности сердечник следует изготовлять из ферромагнитных материалов с узкой петлей магнитного гистерезисного цикла и высоким пределом упругости.

Индукционные (магнитоэлектрические) преобразователи. В отличие от рассмотренных электромагнитных преобразователей индукционные преобразователи относятся к разряду генераторных преобразователей, так как при воздействии входной величины они способны генерировать электрическую энергию.

В индукционных преобразователях для преобразования механических перемещений в электрический сигнал используется известное явление электромагнитной индукции — наведение э. д. с. в электрическом контуре, в котором меняется магнитный поток.

Наведение э. д. с. происходит независимо от причины изменения магнитного потока: перемещается ли обмотка в постоянном магнитном поле или магнит в неподвижной обмотке.

Величина индуцированной в катушке э. д. с. определяется зависимостью

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}, \qquad (44)$$

где e — мгновенное значение э. д. с.; w — число витков катушки; Φ — магнитный поток.

Из этого соотношения видно, что наводимая э. д. с. зависит не от абсолютного значения магнитного потока, а от скорости его

изменения внутри контура. Поэтому индукционные преобразователи могут применяться непосредственно только для измерения скорости перемещений. Для измерения перемещений или ускорений в контур необходимо ввести соответственно интегрирующую или дифференцирующую цепь.

Ограничимся рассмотрением лишь основных закономерностей, связанных с работой преобразователя. На рис. 23 представлены простейшие схемы для преобразования поступательного (рис. 23,*а*) и вращательного (рис. 23,*б*) перемещений.

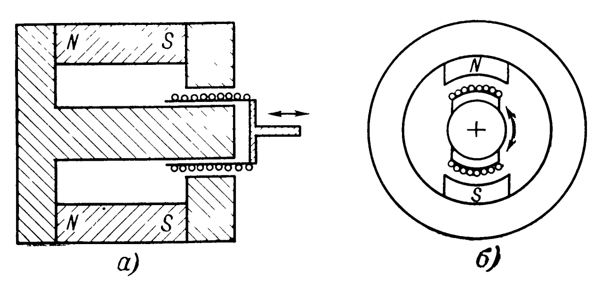


Рис. 23. Конструкции индукционных преобразователей.

а — для измерения поступательного перемещения; *б* — для измерения вращательного перемещения.

В первом случае при взаимном перемещении постоянного магнита и катушки с относительной скоростью v индуцируемая э. д. с. будет равна:

$$e = wBlv \cdot 10^{-8} = wBl\frac{dx}{dt} \cdot 10^{-8};\ \text{В}, \tag{45}$$

где B — индукция поля магнита, Гс; x — относительное перемещение, см; l — длина проводника, пересекающего поле, см; w — число витков катушки.

Схема, изображенная на рис. 23,*б*, характерна для тахогенератора, используемого в качестве преобразователя при вращении. Мгновенное значение э. д. с. на выходе определяется зависимостью

$$e = Blwv \cdot 10^{-8} \sin 2\pi nt, \tag{46}$$

где l — длина витка катушки, см; v — линейная скорость вращения катушки, см/с; n — число оборотов катушки.

Из формул (45) и (46) видно, что для увеличения чувствительности преобразователя выгоднее применять катушки с большим числом витков, поскольку индуцируемая э. д. с. прямо пропорциональна числу витков w. Однако при этом необходимо учитывать, что простое увеличение числа витков при заданном сечении катушки возможно только за счет уменьшения диаметра проволоки, что связано с увеличением сопротивления R. Последнее же (при конечной величине нагрузки) не может быть сколь угодно большим, а должно быть согласовано с сопротивлением нагрузки. Поэтому число витков w имеет оптимальную величину. Увеличение числа витков за счет уве-

личения толщины катушки и воздушного зазора магнитной системы приводит к падению величины индукции B.

Наконец, линейная зависимость индуцированной э. д. с. от величины перемещения катушки сохраняется до тех пор, пока амплитуда перемещений катушки не превышает величины, когда катушка выходит из рабочего зазора, точнее, из области равномерного магнитного поля.

5. Электронные преобразователи (механотроны)

Электронный преобразователь механических величин в электрический сигнал представляет собой электронную лампу, отдельные электроды которой под влиянием измеряемого внешнего воздействия могут смещаться относительно других.

Конструктивно подобные преобразователи могут представлять собой диоды с перемещаемыми анодами, триоды с перемещаемыми анодом или сеткой и т. д. Наиболее простой и распространенной

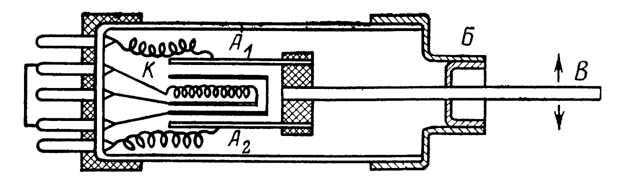


Рис. 24. Схематическое устройство механотрона.

является конструкция в виде диода с перемещаемым анодом. Конструкция механотрона выполняется таким образом, что под воздействием измеряемой величины (смещения, ускорения или силы) подвижный анод перемещается практически параллельно неподвижному катоду.

При постоянстве тока эмиссии катода и напряжения между электродами анодный ток механотрона однозначно определяется расстоянием управляемого анода относительно катода: при увеличении расстояния между анодом и катодом напряженность электрического поля при $U_а = \mathrm{const}$ уменьшается, что ведет к соответственному уменьшению анодного тока, а при приближении анода к катоду анодный ток пропорционально возрастает.

Наряду с обычными параметрами вакуумной лампы механотроны характеризуются еще чувствительностью к перемещению по току ($S_I = \Delta I_а / \Delta l$), по напряжению ($S_V = \Delta U_а / \Delta l$) и чувствительностью к силе ($S_P = \Delta I_а / \Delta P$), которые определяют изменение тока или напряжения в зависимости от входной величины (Δl или ΔP).

Несмотря на простоту конструкции диодный механотрон обладает рядом положительных качеств: малым внутренним сопротивлением и значительной чувствительностью по току (до 100 мА на 1 мм смещения анода) при относительно небольшой чувствительности к изменению питающего напряжения.

Для повышения чувствительности схемы в одной лампе обычно монтируют не один, а два анода, жестко связанные между собой и расположенные симметрично относительно катода. В частности, такую конструкцию имеет серийный механотрон типа 6МХ1С, схематическое устройство которого представлено на рис 24 Он предназна-

Таблица 8

Параметр	Тип механотрона						
	6МХ1С	6МХ1Б	6МХ2Б	6МХ3С	6МХ4С	6МХ5С	6МУХ6П
Напряжение накала, В	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3
Ток накала, А	0,17	0,2	0,2	0,44	0,44	0,44	0,41
Номинальное анодное напряжение, В	10	10	10	10	15	15	15
Номинальный ток одного анода, мА	7,5	12	9	23	5,5	3	15
Линейный диапазон измерений:							
по перемещению, мкм	±100	0—140	±100	±100	±500	±1000	±5°
по усилию, Н	±0,1	±0,05	±0,02	±0,1	±0,3	±0,3	
Чувствительность по току к перемещениям, мкА/мкм, не менее	30	20	40	100	10	3	1 мА/град
Чувствительность по току к усилиям, мкА/Н, не менее	$2 \cdot 10^4$	$2{,}5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^3$	—
Нестабильность выходного сигнала, приведенная ко входу, мкм/ч, не более	0,02	0,08	0,08	0,2	0,2	0,2	0,5 угл. мин/град
Внутреннее сопротивление одного диода, кОм	2	1,2	1,2	0,5	2	5	1,5
Резонансная частота кинематической системы, Гц	200	1200	500	200	200	200	
Масса, г	35	5	6	30	30	30	20
Назначение	Прецизионное измерение линейных перемещений и сверхмалых усилий						Измерение углов поворота

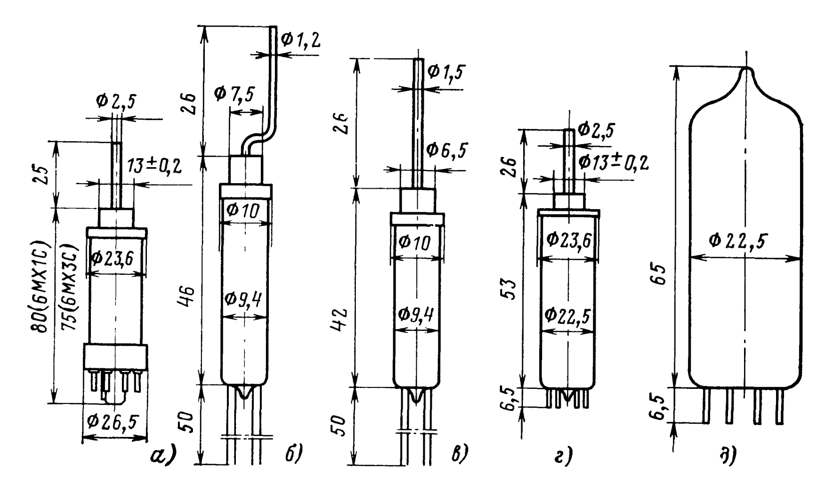


Рис. 25. Конструкции механотронов.
а — 6МХ1С и 6МХ3С; *б* — 6МХ1Б; *в* — 6М2Б; *г* — 6МХ4С и 6МХ5С; *д* — 6МУХ6П.

чен для преобразования малых механических перемещений и сил в электрический сигнал. Как видно из рисунка, механотрон представляет собой двойной диод с неподвижным подогревным катодом *К* и двумя подвижными анодами A_1 и A_2, жестко укрепленными на штыре *В*. Последний проходит через металлическую диафрагму *Б* и может перемещаться под воздействием внешней вынуждающей силы.

В настоящее время промышленностью выпускается целая серия механотронов, основные характеристики которых приведены в табл. 8, а конструктивное оформление — на рис. 25. По своему устройству все они представляют собой диоды с двумя анодами.

На рис. 26 приведена одна из наиболее распространенных схем включения двуханодного механотрона.

Несмотря на кажущуюся простоту прибора при работе с механотроном необходимо соблюдать ряд определенных условий.

Прежде всего нужно обратить особое внимание на правильность крепления механотрона. Крепление рекомендуется производить за те участки, которые указаны в паспорте; положение колбы должно быть ориентировано так, чтобы направление механического воздействия было перпендикулярно плоскости анодов механотрона. При измерениях механотрон должен быть защищен от прямых потоков теплого или холодного воздуха, а чтобы обеспечить измерения механотроном с погрешностью не более 1 мкм колебания температуры окружающей среды не должны превышать ±1 °С.

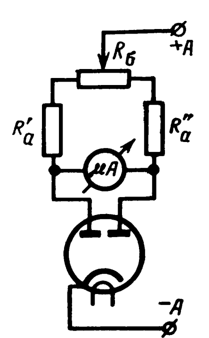


Рис. 26. Схема включения механотрона.

Для обеспечения линейности выходной характеристики измерительной схемы не ниже 1% сопротивления анодных нагрузок должны быть в 2—2,5 раза больше внутреннего сопротивления R_i каждого диода механотрона.

При высокоточных измерениях нестабильность анодного напряжения механотрона не должна превышать 0,1%, а колебания напряжения накала — 1%.

Основное назначение механотрона — прецизионное измерение малых линейных и угловых перемещений и сил. С помощью механотронов можно измерять также давления от 0,1 до $5 \cdot 10^5$ Па и ускорения от 0,1 до 1000 м/с² с чувствительностью 0,1—2 мВ/мс⁻².

Высокая чувствительность механотрона позволяет конструировать на его основе относительно простые электронные измерители с высокой разрешающей способностью. Так, например, микрометр, собранный на механотроне 6МХ1С ($S_I = 30$ мкА/мкм) по схеме рис. 26 при $R_а = R_i = R_г$ и чувствительности гальванометра $S_г = 1$ мкА/дел, будет иметь чувствительность

$$S_м = \frac{2S_г}{S_I} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-6}} = 0{,}06 \text{ мкм/дел.}$$

Высокая чувствительность схемы позволяет в ряде случаев отказаться от усиления и подключать механотрон непосредственно к электронному или магнитоэлектрическому осциллографу.

6. Гальваномагнитные преобразователи

В основе работы гальваномагнитных преобразователей лежат гальваномагнитные явления, которые возникают в электропроводных телах, если эти тела поместить в магнитное поле и пропустить через них электрический ток. Для измерительных целей используются в основном два гальваномагнитных явления: эффект Холла и эффект магнитосопротивления.

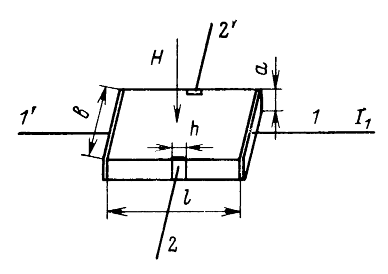


Рис. 27. Устройство датчика Холла.

Первый из них заключается в возникновении в точках 2—2' пластины (рис. 27), помещенной в магнитное поле с индукцией B, разности потенциалов $U_н$, если через нее протекает ток I_1.

Прибор, основанный на использовании эффекта Холла, получил название датчика Холла. Величина э. д. с. Холла между точками 2—2' в отсутствие нагрузки определяется соотношением

$$U_{20} = k \frac{R_x'}{a} I_1 B = \gamma I_1 B, \text{ В}, \qquad (47)$$

где I_1 — ток, протекающий вдоль пластины (управляющий ток), А; k — коэффициент, зависящий от размеров пластины и электродов, в частности от отношения b/a и h/l (h — ширина «холловских» элек-

тродов); a — толщина пластины, м; R_x — постоянная Холла, являющаяся характеристикой полупроводникового материала, м³/А·с; B — индукция магнитного поля, Т.

Как видно из (47), э. д. с. Холла пропорциональна произведению I_1B и некоторому параметру $\gamma = kR_x/a$, зависящему от свойств материала и конструкции элемента и получившему название чувствительности датчика Холла.

При нагружении датчика Холла конечным сопротивлением R напряжение на электродах 2—2′ уменьшится и будет равно:

$$U_2 = \frac{\gamma}{1 + R_{вых}/R} I_1 B, \qquad (48)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление датчика (сопротивление между «холловскими» электродами при отсутствии магнитного поля).

Наряду с чувствительностью γ и выходным сопротивлением $R_{вых}$ к характеристикам датчика, используемым при расчетах схем, относятся входное сопротивление, номинальное значение управляющего тока и напряжение неэквивалентности.

Входным сопротивлением датчика Холла $R_{вх}$ называется сопротивление между токовыми электродами датчика 1—1′ при отсутствии магнитного поля.

За номинальное значение управляющего тока принимается ток, при котором происходит заметное изменение наклона характеристики $U_{20} = f(I_1)$ при максимальной величине магнитной индукции и отсутствии теплоотвода. При улучшении теплоотвода управляющий ток (а с ним и выходной сигнал) могут быть существенно увеличены, пока не будет превышена допустимая для элемента температура.

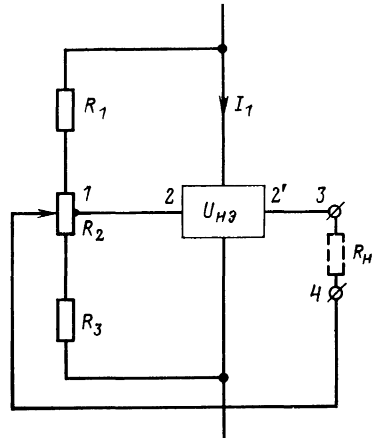


Рис. 28. Схема компенсации неэквипотенциальности датчика Холла.

Напряжение неэквивалентности (или остаточное напряжение) — напряжение, которое возникает на «холловских» электродах относительно прямой, перпендикулярной линиям управляющего тока, в результате чего электроды не оказываются на эквипотенциальной линии. Легко заметить, что напряжение неэквивалентности является помехой для полезного сигнала и потому должно быть уменьшено либо подбором элементов, либо схемным путем. Одна из распространенных схем компенсации остаточного напряжения приведена на рис. 28.

На схеме сопротивления резисторов R_1 и R_3 в несколько сот раз превосходят выходное сопротивление датчика, а сопротивление резистора R_2 (с отводом от середины) такого же порядка, что и выходное сопротивление. Кроме того, сопротивление резистора R_3 берется на 20—25% больше, чем R_1. Компенсация напряжения неэквивалент-

ности осуществляется следующим образом. Между точками *1* и *2* включают чувствительный индикатор тока и с помощью резистора R_3 производят уравновешивание потенциалов между ними; затем перемещением движка резистора R_2 добиваются отсутствия остаточного напряжения между точками *3* и *4*.

Основными материалами, используемыми для датчиков Холла, являются антимонид индия (InSb), арсенид индия (InAs), арсенид галлия (GaAs), арсенид-фосфид индия [$In(As_{0,8}P_{0,2})$], германий (Ge) и кремний (Si). Необходимо отметить, что применение датчиков Холла из антимонида индия для измерительных целей из-за сильной температурной зависимости выходного напряжения весьма ограничено и только в некоторых случаях, когда особо важно малое напряжение шумов, применение их со сложными термокомпенсационными схемами и термостатированием становится оправданным. В отличие от первых датчики из арсенида индия и арсенида-фосфида индия особых требований к температурному режиму работы схемы не предъявляют, но имеют низкую чувствительность. Датчики из германия и кремния имеют в 20—100 раз большую чувствительность, чем датчики с интерметаллическими материалами, однако весьма восприимчивы к изменению режима работы, вследствие чего требования к параметрам схемы, в которой работает датчик, приходится ужесточать. Кроме того, требование большого сопротивления нагрузки вызывает необходимость применения компенсационных ламповых или транзисторных схем с высокоомным входом. Для стабильной работы необходимо также, чтобы сопротивление в цепи питания было не меньше 1 кОм для германия и 10 кОм для кремния, что усложняет и удорожает всю схему в целом.

Несмотря на некоторые недостатки преобразователи с датчиками Холла оказываются в ряде случаев проще и дешевле и находят все большее применение.

Основные характеристики датчиков Холла, выпускаемых серийно, приведены в табл. 9.

В отличие от датчиков Холла полупроводниковые магниторезисторы основаны на эффекте магнитосопротивления, заключающемся в изменении удельного электрического сопротивления полупроводника, помещенного в магнитное поле. Изменение удельного электрического сопротивления магниторезистора в магнитном поле объясняется удлинением пути движения электронов в полупроводнике в результате действия силы Лоренца, искривляющей их траекторию. В соответствии с принятой теорией зависимость удельного электрического сопротивления полупроводника от магнитной индукции B до 0,3—0,5 Т определяется выражением

$$\Delta\rho/\rho_0 = A(\varkappa B)^n, \qquad (49)$$

где $\Delta\rho$ — изменение удельного электрического сопротивления при индукции B; ρ_0 — значение удельного электрического сопротивления при индукции $B=0$; A — коэффициент формы; $\varkappa$ — подвижность электронов; $n=1\div2$ — показатель степени, зависящий от величины магнитной индукции.

При больших индукциях зависимость становится линейной. Поэтому в приборах применяют предварительное смещение, помещая магниторезисторы в постоянное магнитное поле с индукцией 0,3—0,5 Т, создаваемое с помощью постоянного или электромагнита. К сожалению, промышленное производство их ограничено несколькими типами, характеристики которых приведены в табл. 10.

Таблица 9

Тип датчика	Материал	Средняя чувствительность, В/А·Т	Максимальный ток управления, мА	Сопротивление, Ом		Коэффициент неэквипотенциальности, В/А	Температурный коэффициент не более		Размеры активной части датчика, мм	Габариты датчика в обкладках, мм	Диапазон рабочих температур, °С	Конструкция
				Входное $R_{вх}$	Выходное $R_{вых}$		э. д. с. Холла, %/°С	сопротивление, %/°С				
X101	Ge	8—12	15	40—180	40—180	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,4	—	1,5×0,8×0,2	—	—80÷+80	Неармированный
X102	То же	8—12	20	40—180	40—180	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,4	—	4×2×0,2	—	—80÷+80	»
X103	» »	8—12	30	40—180	40—180	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,4	—	5×3×0,2	—	—80÷+80	»
X114	» »	4—12	50	18—30	18—30	$1,5 \cdot 10^{-2}$	0,3	—	8×4×0,25	—	—80÷+80	На слюдяной подложке
X200	InAs	0,6—1,3	120	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	0,8×0,5×0,15	—	—196÷+100	Неармированный
X211	То же	0,6—1,3	150	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	1,5×0,8×0,2	—	—196÷+100	На слюдяной подложке
X212	» »	0,6—1,3	180	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	4×2×0,2	—	—196÷+100	То же
X213	» »	0,6—1,3	200	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	5×3×0,2	—	—196÷+100	» »
X214	» »	0,6—1,3	250	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	8×4×0,25	—	—196÷+100	» »
X221	» »	0,6—1,3	180	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	1,5×0,8×0,2	—	—196÷+100	» »
X222	» »	0,6—1,3	200	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	4×2×0,2	—	—196÷+100	» »
X223	» »	0,6—1,3	200	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	5×3×0,2	—	—196÷+100	» »
X224	» »	0,6—1,3	350	0,5—5	0,5—5	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,15	—	8×4×0,25	—	—196÷+100	» »
X500	InAsP	0,6—1	100	0,7—7	0,7—7	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,03	—	0,8×0,5×0,15		—196÷+180	Неармированный
X511	То же	0,6—1	110	0,7—7	0,7—7	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,03	—	1,5×0,8×0,2		—196÷+180	На слюдяной подложке
ДХГ-2	Ge	35	13	200	350	0,5	0,3	0,5	6×3×0,16	10×7×0,4	—	В слюдяных обкладках
ДХГ-2с	То же	35	22	220	360	0,5	0,3	0,5	12×6×0,17	17×10×0,6	—	То же

Продолжение табл. 9

Тип датчика	Материал	Средняя чувствительность, В/А·Т	Максимальный ток управления, мА	Сопротивление, Ом		Коэффициент неэквипотенциальности, В/А	Температурный коэффициент не более		Размеры активной части датчика, мм	Габариты датчика в обкладках, мм	Диапазон рабочих температур, °С	Конструкция
				Входное $R_{вх}$	Выходное $R_{вых}$		э. д. с. Холла, %/°С	сопротивление, %/°С				
ДХГ-2М	Ge	35	7	180	360	0,5	0,3	0,5	2,6×1,6×0,16	3×3×0,35	—	На слюдяной подложке
ДХГ-2Ф	То же	35	5	180	360	0,5	0,3	0,5	1,8×0,6×0,16	2×2×0,35	—	—
ДХГ-1	» »	18	20	120	200	0,3	0,2	0,5	6×3×0,16	10×7×0,4	—	В слюдяных обкладках
ДХГ-05	» »	9	24	40	90	0,2	0,03	0,5	6×3×0,16	10×7×0,4	—	То же
ДХГ-05с	» »	9	45	40	110	0,2	0,03	0,5	12×6×0,17	17×10×0,6	—	» »
ДХГ-05М	» »	9	12	40	150	0,2	0,03	0,5	2,6×1,6×0,16	3×3×0,35	—	На слюдяной подложке
ДХГ-05Ф	» »	9	8	40	150	0,2	0,02	0,5	1,8×0,6×0,16	2×2×0,35	—	—
ДХК-7Г	Si	45	9	500	1000	1,0	0,08	1,3	6×3×0,2	8,5×7×0,45	—150÷+200	—
ДХК-7А	То же	45	9	500	1000	1,0	0,08	1,3	6×3×0,2	11×4,5×0,4	—150÷+200	В слюдяных обкладках
ДХК-7С	» »	45	20	500	1000	0,8	0,08	1,3	12×6×0,2	17×10×0,6	—150÷+200	То же
ДХК-7М	» »	45	5	500	1200	1,0	0,08	1,3	2,6×1,6×0,15	3×3×0,35	—150÷+200	На слюдяной подложке
ДХК-14	» »	90	7	1100	2500	1,2	0,15	1,0	6×3×0,2	10×7×0,45	—150÷+200	В слюдяных обкладках
ДХК-14С	» »	90	15	1100	2500	1,0	0,15	1,0	12×6×0,2	17×10×0,6	—150÷+200	

Примечания: 1. Ток управления германиевых датчиков (ДХГ) указан при использовании их в диапазоне температур от —60 до +70°С, а кремниевых датчиков (ДХК)—от —60 до +120°С; при комнатной температуре ток может быть увеличен на 50%.
2. Габариты датчиков указаны без учета длины выводов.

Таблица 10

Параметр	Материал магниторезистора	
	InSb	InAs
Сопротивление при отсутствии магнитного поля R_0, Ом	0,5—200	0,5—200
Сопротивление в магнитном поле при B=1 Т, Ом	50—4000	1—400
Относительное изменение сопротивления:		
при B=0,1 Т	0,2—0,5	0,03—0,5
при B=0,5 Т	5—8	0,5—1,0
Мощность рассеяния на воздухе N_0, Вт, не более	0,1	0,1
Температурный коэффициент сопротивления при B=0, %/град	0,5—1,0	0,08
Максимально допустимая температура $T_{макс}$, К	390	420
Размеры с подложкой, мм:		
длина	5—8	5—8
ширина	3—6	3—6
толщина	0,2—0,5	0,2—0,5

По сравнению с тензорезистивными, емкостными и другими преобразователями гальваномагнитные преобразователи обладают более высокой разрешающей способностью, надежностью, простотой конструкции, малыми габаритами, малым потреблением мощности, поэтому находят все большее применение.

Глава третья

ЭЛЕМЕНТЫ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Рассмотрев принципы работы преобразователей, перейдем к рассмотрению возможных конструктивных и схемных решений датчиков и приборов для измерения того или иного механического параметра.

Но предварительно коротко остановимся на поведении механической колебательной системы при воздействии на нее внешней силы. Это необходимо сделать, поскольку практика показала, что исследования статических или квазистатических процессов занимают в общем объеме измерений весьма незначительную долю.

В основном, приходится иметь дело с процессами, непрерывно изменяющимися во времени. Однако поведение измерительного устройства при регистрации статических и динамических процессов различно и считать его одинаковым можно лишь в определенных условиях. Поэтому перед описанием измерительных систем напомним некоторые положения теории колебаний. После этого станут более наглядными некоторые требования, предъявляемые к системам для измерения переменных процессов.

7. Колебательная система как чувствительный элемент измерительного устройства

Известно, что каждый процесс, изменяющийся во времени, может быть представлен некоторым графиком (рис. 29), отражающим изменение регистрируемой величины во времени. Так, изображенный на рис. 29 график может отображать ход изменения силы P, давления p, скорости v и т. д.

Всякий сложный периодический процесс путем разложения в ряд Фурье может быть представлен суммой синусоидальных составляющих *.

Представление процесса в виде постоянной и ряда гармонических составляющих дает возможность регистрировать сложный процесс измерительным прибором в виде реакции прибора на каждую из составляющих. Отсюда вытекает, что идеальный измеритель должен одинаково хорошо регистрировать все составляющие (от нулевой до наивысшей частоты) с минимальными амплитудными и фазовыми искажениями.

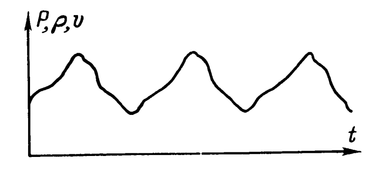


Рис. 29. График периодической функции.

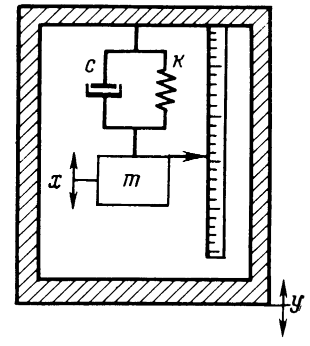


Рис. 30. Колебательная система с одной степенью свободы.

В большинстве случаев регистрация изменяющихся механических величин производится приборами, представляющими собой колебательные системы с одной или более степенями свободы. Для упрощения изложения остановимся на колебательной системе с одной степенью свободы (рис. 30), у которой реакция системы однозначно описывается одной координатой, а именно смещением x, и которая характерна для большинства применяемых измерительных систем.

Реакция указанной системы на внешнее воздействие описывается неоднородным линейным дифференциальным уравнением второго порядка

$$\ddot{x} + \frac{c}{m}\dot{x} + \frac{k}{m}x = -\ddot{y}, \tag{50}$$

где m — инерционное тело; c — коэффициент демпфирования; k — коэффициент упругости; y — измеряемое перемещение.

Обозначим $c/m = 2\xi\omega_0$ и $k/m = \omega_0^2$, где $\xi = \frac{c}{c_{кр}} = \frac{c}{2\sqrt{km}}$ — относительный коэффициент демпфирования; $c_{кр}$ — коэффициент кри-

* В случае единичного или апериодического процесса разложение на составляющие производится с помощью интеграла Фурье.

тического затухания $\omega_0 = 2\pi f_0$ — угловая частота собственных колебаний системы.

Подставляя эти величины в (50), получаем:

$$\ddot{x} + 2\xi\omega_0\dot{x} + \omega^2{}_0 x = -\ddot{y}. \quad (51)$$

Если измеряемая входная величина y изменяется по синусоидальному закону $y = y_0 \sin \omega t$ (где y_0 — амплитуда колебаний основания корпуса, а ω — угловая частота его колебаний), решение уравнения имеет вид:

$$x = e^{-\xi\omega_0 t}\left[A_1 e^{j\omega_0 t\sqrt{1-\xi^2}} + A_2 e^{-j\omega_0 t\sqrt{1-\xi^2}}\right] + \\ + \frac{\beta^2 y_0}{\sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\xi\beta)^2}} \sin(\omega t - \varphi), \quad (52)$$

где $\beta = \frac{\omega}{\omega_0}$ — отношение возбуждающей частоты к собственной частоте системы;

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\xi\beta}{1-\beta^2} \text{ — угол сдвига фаз.} \quad (53)$$

Не раскрывая коэффициенты A_1 и A_2, определяемые из начальных условий, рассмотрим качественную сторону решения.

Анализ решения показывает, что первый член суммы характеризует собственные колебания, затухающие по экспоненциальному закону, причем скорость затухания однозначно определяется относительным коэффициентом демпфирования ξ. По прошествии некоторого времени собственные колебания затухнут и останутся лишь вынужденные, при этом перемещение груза будет происходить по гармоническому закону с частотой ω и амплитудой, зависящей от β и ξ*:

$$x = y_0 \frac{\beta^2}{\sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\xi\beta)^2}} \sin(\omega t - \varphi). \quad (54)$$

Из этого выражения следует, что если β имеет большое значение ($\beta \gg 1$), а ξ — достаточно мало ($\xi \ll 1$), то

$$x \approx y_0 \sin \omega t,$$

т. е. перемещение массы пропорционально смещению корпуса y_0.

Если β и ξ имеют малые значения, то

$$x \approx y_0\omega^2 \frac{1}{\omega^2{}_0} \sin(\omega t - \varphi)$$

и, следовательно, перемещение груза пропорционально ускорению корпуса $y_0\omega^2$ в масштабе $1/\omega_0^2$.

---

* В случае негармонического процесса реакция системы находится на каждую из составляющих и результаты суммируются.

Из этого вытекает, что при возбуждении колебательной системы ниже ее резонансной частоты она будет работать в режиме акселерометра, а выше резонансной частоты — в режиме виброметра.

На этот вывод следует обратить особое внимание, поскольку на нем основана работа названных приборов.

Максимальное смещение $x_{макс}$ из (54) равно:

$$x_{макс} = y_0 \frac{\beta^2}{\sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\xi\beta)^2}} = \lambda y_0. \quad (55)$$

Из этого выражения следует, что максимальное смещение груза определяется затуханием системы и отношением частот, а коэффициент $\lambda = \beta^2 / \sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\xi\beta)^2}$ может быть назван коэффициентом увеличения, изменение которого ($\lambda = x/y_0$) в зависимости от ξ и β показано на рис. 31.

В отличие от радиотехнических устройств, где наибольший интерес представляет именно резонансная область, в устройствах для измерения механических величин стремятся уйти от резонанса с тем, чтобы амплитудно-частотная характеристика устройства имела вид горизонтальной прямой. Из приведенных графиков следует, что наибольшую равномерность амплитудно-частотные характеристики виброметров имеют при $\xi = 0{,}6 \div 0{,}7$ и $\beta > 3$ (рис. 31,*а*). В этом случае коэффициент $\lambda \approx 1$ и амплитуда смещения груза примерно равна смещению корпуса. При $\beta = 3$ ошибка составляет не более 2%, при увеличении β ошибка уменьшается и при $\beta = 4$ становится менее 0,5%.

Из графиков (рис. 31,*б*), характеризующих зависимость $x/\ddot{y}$ от ξ и β для акселерометра, видно, что характеристика акселерометра при $\xi = 0{,}7$ линейна до частот, пока $\omega < 0{,}4\omega_0$. При этом амплитудная неравномерность не превышает 0,1%, а при $\omega = 0{,}5\omega_0$ — не превышает 2%.

Значительно сложнее дело обстоит с определением поведения инерционного тела при исследовании неустановившихся режимов. Практически это удается лишь в простейших случаях. Так, даже в случае гармонического возбуждения в промежуток времени, пока не затухнут собственные колебания, решение имеет достаточно сложное выражение (52).

Результаты расчетов реакции акселерометра для трех типов возбуждающих импульсов ускорения (полусинусоидального, треугольного и прямоугольного), выполненных В Кроль и С. Леви, приведены на рис. 32. Расчеты были проведены для трех значений $\beta_1 = 1{,}014$, $\beta_2 = 0{,}338$ и $\beta_3 = 0{,}203$ при относительных коэффициентах демпфирования $\xi_1 = 0$, $\xi_2 = 0{,}4$, $\xi_3 = 0{,}7$ и $\xi_4 = 1{,}0$ (на графиках входные величины показаны пунктиром, а кривые обозначены соответственно коэффициентам цифрами *1—4*).

Графики позволяют получить представление о роли величин β и ξ для регистрации возбуждающих импульсов. Можно заметить, что для треугольного импульса при относительном коэффициенте демпфирования $\xi = 0{,}4$ получаются более точные результаты измерения, тогда как для полусинусоидального импульса меньшие ошибки получаются при $\xi = 0{,}7$. Вообще следует сказать, что без учета сдвига фаз наилучшие коэффициенты демпфирования лежат в пределах 0,4—0,7 от критического значения.

Из рассмотрения графиков можно заключить, что для измерения процессов изменяющихся по синусоидальному или треугольному законам, с ошибкой менее 5% необходимо, чтобы период собственных колебаний измерительной системы был в 3 раза меньше, чем

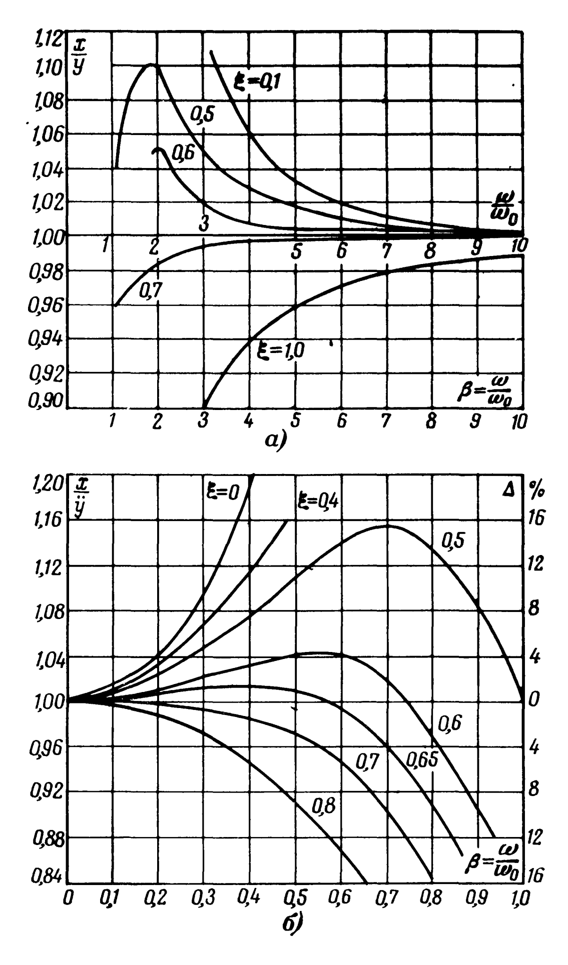


Рис. 31. Графики зависимости смещения инерционного тела от затухания ξ и отношения частот ω/ω_0.

а — виброметра; *б* — акселерометра.

продолжительность измеряемого импульса. При измерении тех же процессов недемпфированными системами ($\xi=0$) отношение частот должно удовлетворять условию $\beta=\omega/\omega_0 \leqslant 0,2$, а для прямоугольных и того меньше.

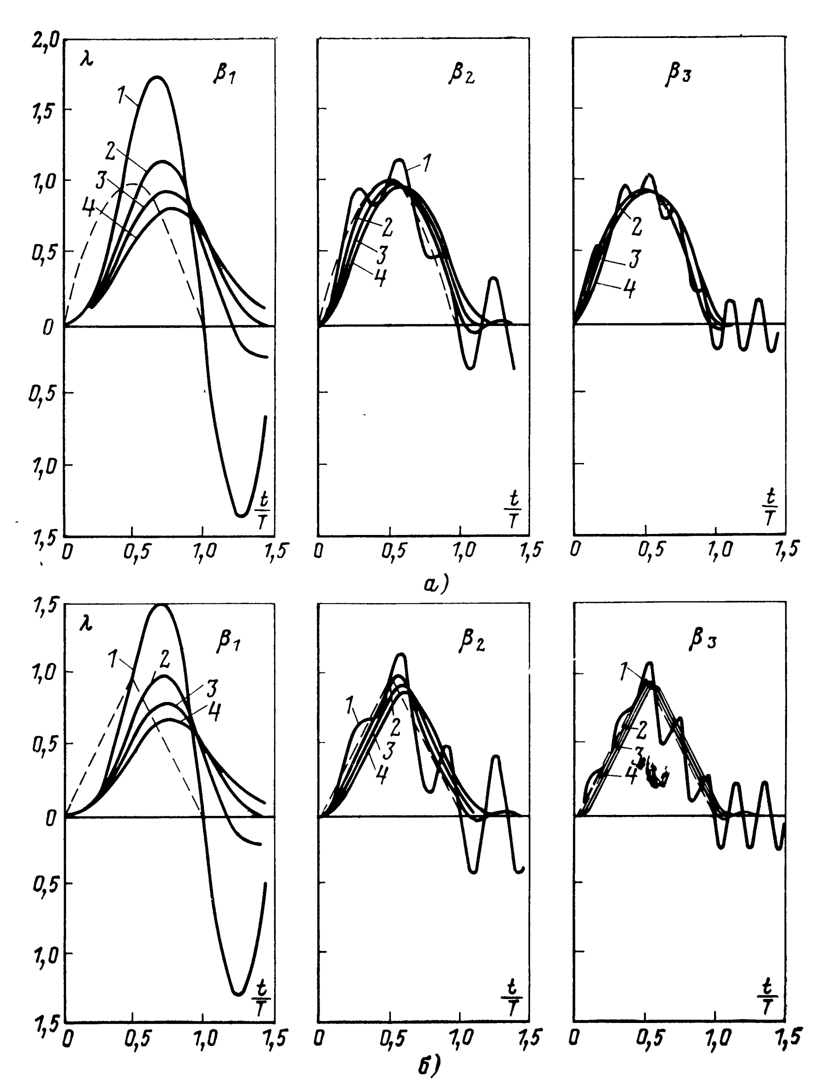


Рис. 32. Графики реакций акселерометров с различными характеристи
го (*б*) и прямоуголь

Из тех же графиков видно, что кривые смещений отстают во времени от начала возмущающего процесса. Действительно, возвращаясь к выражению (52), мы должны отметить в нем наличие угла сдвига фаз φ, определяемого зависимостью (53). Таким образом, наряду с изменением амплитуды наблюдается также сдвиг начала реакции, зависящий от отношения частот ω/ω_0 и затухания ξ.

В более сложных случаях возбуждения системы, например, полигармоническим процессом вида

$$y(t) = \sum_i y_{0i} \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

смещение на установившемся участке определяется каждой из составляющих процесса

$$x = \sum_i N_i \sin(\omega_i t + \varphi_i),$$

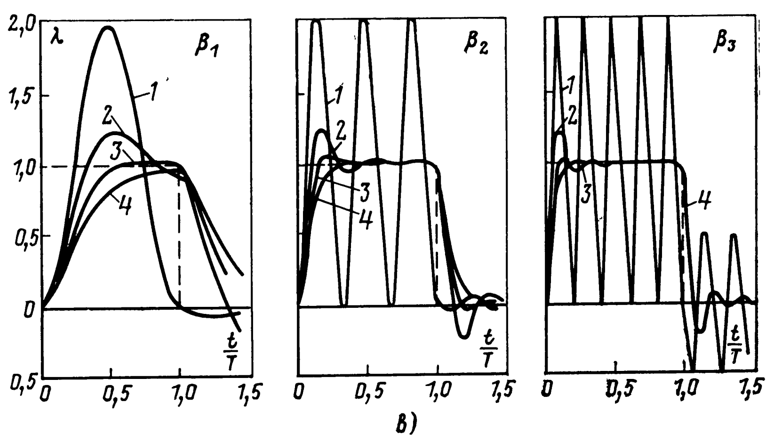
где

$$N_i = \frac{y_{0i}}{\sqrt{(\beta_i^2 - 1)^2 + 4\beta_i^2\xi^2}},$$

а угол сдвига фаз

$$\varphi_i = \operatorname{arctg} \frac{2\beta_i\xi}{1 - \beta_i^2}.$$

Из этих выражений видно, что воспроизведение амплитуды и фазы каждой гармоники различно и зависит от затухания и отношения частоты i-й гармоники ω_i к собственной частоте ω_0.



ками на одиночные ускорения полусинусоидального (*а*), треугольного (*в*) импульсов.

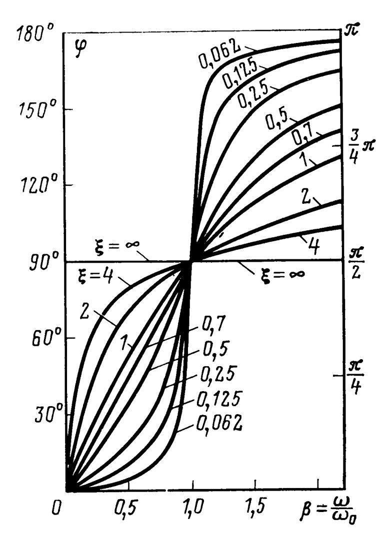


Рис. 33. Фазовые характеристики колебательной системы с одной степенью свободы.

Зависимость сдвига фазы от частоты называют фазочастотной характеристикой системы. Ряд таких характеристик при различных значениях затухания представлен графически на рис. 33. По мере уменьшения силы сопротивления кривые стремятся к предельной, претерпевающей разрыв в точке $\beta=\omega/\omega_0=1$, т. е. при резонансе. В этой точке, как видно из выражения (53), для любых значений β сдвиг фазы $\varphi=\pi/2$.

Если значение β мало, то при $\omega<\omega_0$ вынужденные колебания почти совпадают по фазе с внешней силой, а при $\omega>\omega_0$—находятся в ней противофазе.

Если частота возбуждения ω изменяется постепенно, то фаза вынужденных колебаний системы меняется в области резонанса ($\beta=1$) на обратную тем резче, чем меньше затухание в системе.

Из сказанного следует, что для правильного измерения процессов, изменяющихся во времени, необходимо иметь исчерпывающее представление о параметрах преобразователя: его амплитудно-частотной и фазочастотной характеристиках, коэффициенте затухания и собственной частоте.

8. Датчики для измерения механических величин

Так как многие преобразователи могут быть использованы для измерения различных по характеру входных величин и, наоборот, одна и та же входная величина может быть измерена с помощью преобразователей, работающих на различных принципах, в дальнейшем примем систему описания, руководствуясь измеряемым параметром. При этом заметим, что преобразование той или иной входной величины в электрический сигнал, как уже отмечалось, часто может быть связано с промежуточным пропорциональным преобразованием измеряемой механической величины в другую механическую величину, которая затем уже преобразуется в электрический сигнал. Так, при измерении силы с помощью тензодатчика имеет место предварительное преобразование силы в деформацию упругого элемента и тензорезистора, а последнее вызывает пропорциональный электрический сигнал. В большинстве случаев такое промежуточное преобразование будет предполагаться как очевидное и подчеркиваться специально не будет.

Датчики для измерения перемещения. Для измерения линейного перемещения могут быть использованы все описанные выше типы преобразователей. Выбор конкретного способа преобразования зависит от величины перемещения и имеющихся измерительных средств. Некоторые возможные схемы построения датчиков приведены на рис. 34.

Устройство и работа большинства их не требует особых пояснений. Следует обратить внимание лишь на наличие в некоторых схемах передач, посредством которых осуществляется трансформация величин и характера перемещений. При соответствующем выборе передач измеряемое перемещение может быть как уменьшено, так и увеличено. При этом следует обратить особое внимание на люфты, которые должны быть сведены к минимуму, поскольку они являются источниками погрешности.

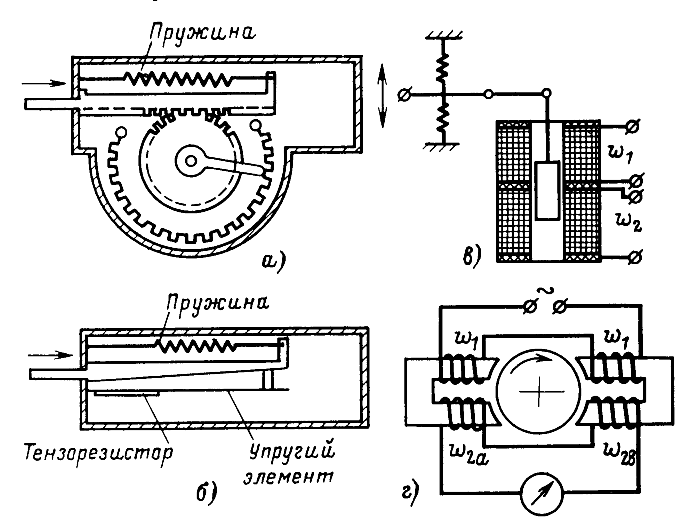


Рис. 34. Конструкции датчиков линейного перемещения

а — потенциометрического; *б* — тензорезистивного; *в* — трансформаторного; *г* — электромагнитного.

Датчики для измерения сосредоточенных сил. Измерение сосредоточенных сил производится либо непосредственно путем прямого воздействия на преобразователь, либо с предварительным преобразованием входной величины в промежуточную, как правило, в перемещение или деформацию упругого элемента.

В первом случае используются магнитоупругие и пьезоэлектрические преобразователи.

Пределы измерения с помощью названных приборов определяются площадью магнитоупругого или пьезоэлектрического элемента. При этом максимальные напряжения в материале не должны превышать допустимых напряжений, указанных в соответствующих справочниках.

Вследствие большой жесткости преобразователи имеют высокую собственную частоту (до 50 кГц и выше) и могут быть использованы для измерения динамических сил. Однако в то время как с помощью магнитоупругих преобразователей могут быть измерены и статические силы, пьезоэлектрические преобразователи практически используются только для переменных сил с минимальной частотой первой гармоники 5—10 Гц.

Конструктивное выполнение магнитоупругих преобразователей может быть легко представлено из схем, изображенных на рис. 21. Что касается пьезоэлектрических датчиков, то из чрезвычайно большого разнообразия их здесь приводятся лишь три типа конструкций, имеющие характерные отличия (рис. 35).

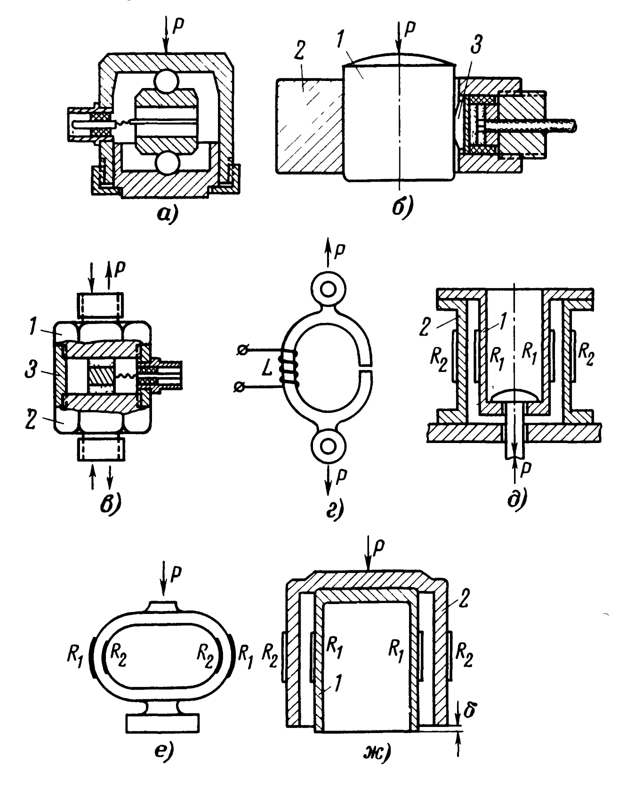


Рис. 35. Конструкции датчиков для измерения сил.
а—в — пьезоэлектрических; *г* — электромагнитного; *д—ж* — тензорезистивных.

Особенностью первого датчика (рис. 35,*а*), работающего только на сжатие является передача усилия через стальные закаленные шарики, с помощью которых достигается равномерное распределение усилия по площади пьезопластин.

Датчик, представленный на рис. 35,*б*, рассчитан на измерение очень больших сил, непосредственное приложение которых к пьезокристаллам вызвало бы их разрушение. При измерении силы в этом датчике используется увеличение диаметра силового столбика *1* под нагрузкой. Изменение диаметра столбика передается через сферическую пяту *3* пьезопластинам, смонтированным в стальном закаленном кольце *2*, опоясывающем силовой столбик.

Третий датчик (рис. 35,*в*) предназначен для измерения как сжимающих, так и растягивающих сил. Для того чтобы это стало возможным, в преобразователе создается предварительное напряжение сжатия $\sigma_{предв}$, равное примерно половине максимального допустимого напряжения в пьезокристалле. Это напряжение обеспечивается поджатием кристалла верхней и нижней гайками (*1* и *2*). Максимальное измеряемое усилие таким датчиком не должно превышать величины, при которой напряжение в пластинах уменьшается до нуля или увеличивается до предельно допустимой. Абсолютное значение этого усилия зависит от соотношения жесткости пьезоэлемента и корпуса преобразователя *3*.

Из серийных пьезоэлектрических датчиков динамических сил следует отметить датчики серии Д-12, характеристики которых приведены в табл. 11.

Таблица 11

Параметр	Тип датчика					
	Д-12-1	Д-12-2	Д-12-3	Д-12-4	Д-12-5	Д-12-6
Предельная измеряемая сила, Н·10[4]	1	2	3	4	5	6
Чувствительность датчика, мВ/Н	Не менее 10					
Минимальное значение силы, измеряемое датчиком, Н	$1{,}25\cdot10^{-3}$					
Рабочий диапазон частот, Гц	10—10 000					
Емкость датчика, пФ	3500—10 000					
Электрическое сопротивление изоляции, МОм	Не менее 1000					
Неравномерность частотной характеристики в рабочем диапазоне частот, дБ	Не более 1					
Погрешность при изменении температуры на каждые 10°С, дБ	Не более 0,3					
Диапазон рабочих температур, °С	От —10 до +120					
Максимально допустимые ударные перегрузки, м/с²	1500					
Высота датчика, мм	15,5	15,5	17,5	19	19	31
Наибольший диаметр, мм	30	36	42	45	51	84
Масса, г	50	65	100	130	160	630
Тип резьбы крепежного болта	М8	М12	М16	М20	М24	М40

Измерение сил с помощью промежуточного преобразования в смещение или деформацию имеет наибольшее распространение и может производиться установкой преобразователя как на самой детали, подвергающейся воздействию измеряемой силы, так и с помощью специальных датчиков с упругим элементом в виде балки, стержня, цилиндра или кольца, деформирующимися пропорционально приложенной силе и приходящими в исходное положение при снятии нагрузки. С упругим элементом связаны те или иные преобразующие элементы, на выходе которых продуцируется электрический

сигнал. В этом случае могут быть использованы индуктивные, емкостные, тензорезистивные и электронные преобразователи. Некоторые из возможных решений изображены на рис. 35,*г*—*ж*.

Из представленных на рис. 35 схем следует выделить схему на рис. 35,*ж*, которая отличается от схем рис. 35,*д*, *е* тем, что имеет два предела измерения. Чувствительность первой шкалы определяется деформативными характеристиками внутреннего стакана *1*, а предел измерения — разницей в высотах стаканов *1* и *2* (рис. 35,*ж*). После выбора зазора δ дальнейшая деформация будет определяться совместной жесткостью цилиндров *1* и *2*.

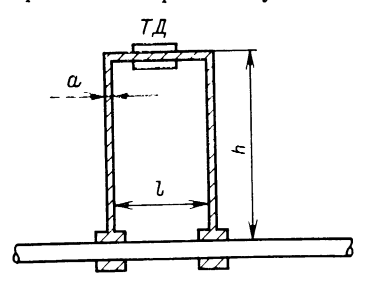


Рис. 36. Тензометрическая скоба для расширения пределов измерения.

Измерение деформаций и напряжений в материале. При приложении к некоторому элементу, имеющему площадь сечения F, растягивающей или сжимающей силы P в элементе длиной l возникает напряжение σ, равное

$$\sigma = P/F. \tag{56}$$

Появление напряжений приводит к деформации (сжатию или растяжению) элемента

$$\Delta l = \frac{Pl}{FE} = \sigma \frac{l}{E}, \tag{57}$$

где E — модуль упругости материала.

Обычно пользуются не абсолютной, а относительной деформацией

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{P}{EF}. \tag{58}$$

Обобщив формулы (56) и (58), получим зависимость, выражающую связь между относительной деформацией ε и напряжением σ:

$$\sigma = \varepsilon E. \tag{59}$$

Последняя зависимость положена в основу определения напряжений, поскольку относительная деформация ε на длине, равной базе преобразователя, может быть достаточно просто измерена электрическими методами.

В силу ряда преимуществ для измерения напряжений и деформаций наибольшее распространение имеют тензорезисторы. Как уже указывалось, тензорезисторы применяют для измерения относительных деформаций ε до 0,003 (или до 0,3%).

Для расширения пределов измерения линейных деформаций используют специальные приспособления в виде накладных скоб (рис. 36). В случае использования П-образной скобы коэффициент уменьшения (в зависимости от конструктивных размеров скобы) определяется соотношением

$$m = \frac{3al}{4h^2 + 3hb}, \tag{60}$$

где b — ширина скобы.

Этот принцип заложен, в частности, в системе измерения больших деформаций пластмасс СИД-1, которая позволяет производить измерения деформаций до 100%.

Измерение напряжений в материалах обычно производится через относительную деформацию и рассматривается нами на простых при-

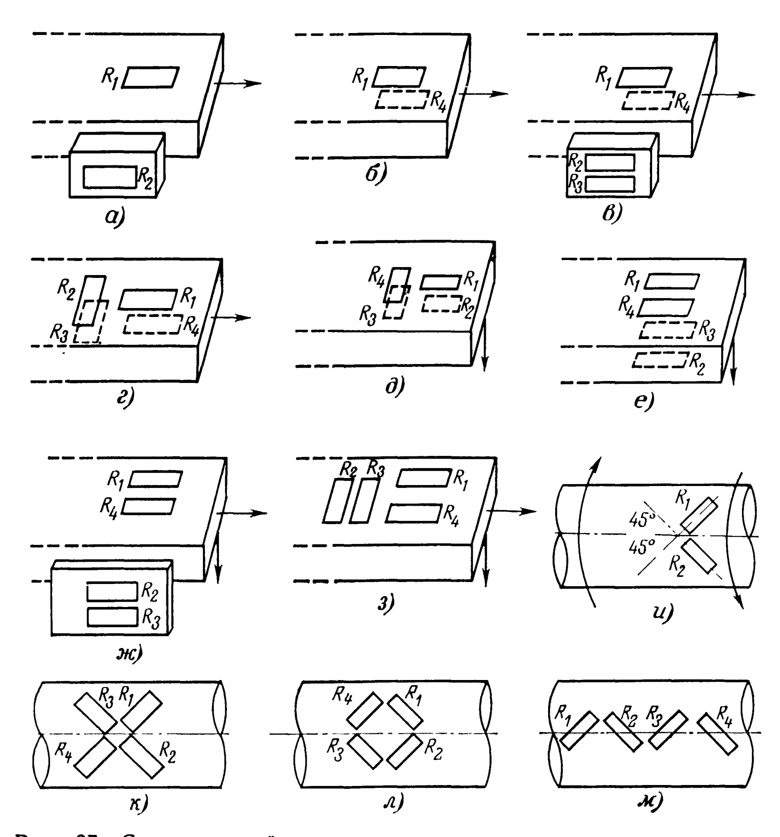


Рис. 37. Схемы наклейки тензорезисторов для измерения деформации.

а—г — при нормальном нагружении; *д*, *е* — при изгибном нагружении; *ж*, *з* — при сложном нагружении; *и—м* — при кручении.

мерах измерения напряжений в односторонне нагруженной симметричной балке и при кручении вала.

Для определения напряжения при одноосном напряженном состоянии тензорезистор наклеивают на исследуемый элемент в интересующем сечении таким образом, чтобы его продольная ось совпадала с направлением главной деформации (рис. 37,*а*).

Величина механического напряжения в этом случае на основании (2), (8) и (59) выразится зависимостью

$$\sigma = E\frac{\Delta R/R}{k} = E\frac{4\Delta V}{kU}. \qquad (61)$$

Таким образом, измерив напряжение на диагонали моста ΔV, можно по известным k, U и E определить напряжение σ.

С целью исключения влияния на результат измерения изгибных деформаций на балку наклеивают два активных тензорезистора, включаемых в два смежных плеча по схеме полумоста и располагаемых симметрично на верхней и нижней сторонах балки (рис. 37,*б*). Такое включение наряду с увеличением чувствительности в 2 раза обеспечивает также и температурную компенсацию. Величина механического напряжения определяется зависимостью

$$\sigma = 2\frac{E}{kU}\Delta V. \qquad (62)$$

При наличии тензостанции, рассчитанной на включение тензорезисторов по схеме полного моста, могут быть использованы схемы, представленные на рис. 37,*в*, *г*.

В случае схемы, изображенной на рис. 37,*в*, на балку наклеиваются два активных тензорезистора R_1 и R_4. Два других (компенсационных) тензорезистора R_2 и R_3 наклеивают на вспомогательную деталь из того же материала. Величина механического напряжения определяется по формуле (62), соответствующей рис. 37,*б*.

Наконец, в схеме, представленной на рис. 37,*г*, компенсационные тензорезисторы наклеивают на ту же измеряемую балку, но ориентируют перпендикулярно направлению действия силы. С учетом боковой чувствительности тензопреобразователя сигнал на выходе моста определяется из выражения

$$\Delta V = \frac{U}{2}(1+\mu)k\varepsilon, \qquad (63)$$

где μ — коэффициент Пуассона, а механическое напряжение

$$\sigma = \frac{2E}{Uk(1+\mu)}\Delta V. \qquad (64)$$

Пример. Определить силу, действующую на алюминиевый стержень ($E=65$ кН/мм²) диаметром $D=3,5$ см. Напряжение на выходе моста с двумя активными тензорезисторами (рис. 37,*б*), питаемого напряжением 10 В (при сопротивлениях тензорезисторов $R=100$ Ом и тензочувствительности $k=2$), составляет $\Delta V=2$ мВ. На основании (62) величина механического напряжения в сечении балки будет равна:

$$\sigma = 2\frac{E}{kU}\Delta V = 2\cdot\frac{65\,000}{2\cdot 10}\cdot 2\cdot 10^{-3} = 13 \text{ Н/мм}^2,$$

а приложенная сила

$$P = \sigma F = \sigma\frac{\pi D^2}{4} = 13\cdot\frac{3,14\cdot 35^2}{4} \approx 11,5 \text{ кН}.$$

При измерении напряжений изгиба используют те же мостовые схемы. Однако расположение тензорезисторов выбирают таким образом, чтобы исключить нормальные напряжения (рис. 37,*д*, *е*).

Согласно схеме, изображенной на рис. 37,*д*, на балку наклеивают четыре тензорезистора, из которых два (R_1 и R_2) активные, а два (R_3 и R_4) — пассивные, служащие для компенсации температурного влияния. Легко заметить, что при изгибе балки один активный тензорезистор, например R_1, регистрируя деформацию растяжения, увеличивает свое сопротивление, а другой (R_2), испытывая сжатие — уменьшает его. Включенные в смежные плечи моста они увеличивают чувствительность в 2 раза. С учетом боковой чувствительности пассивных тензорезисторов сигнал на выходе моста будет равен:

$$\Delta V = \frac{U}{2}(1-\mu)\,k\varepsilon_{изг}. \qquad (65)$$

При этом растягивающее или сжимающее напряжения будут компенсированы.

Если же на каждую сторону балки наклеить по два активных тензорезистора, включенных в противоположные плечи моста (рис. 37,*е*), то сигнал на выходе такого моста увеличится в 4 раза и автоматически обеспечивается температурная компенсация.

Для измерения одновременно действующих нормальных и изгибных напряжений могут быть использованы схемы размещения тензорезисторов, изображенные на рис. 37,*ж*, *з*.

При измерении крутящего момента, приложенного к стержню, тензорезисторы следует наклеивать вдоль линий, составляющих с осью стержня угол 45° (рис. 37,*и*—*м*); в направлениях, параллельных и перпендикулярных оси стержня, будут отмечаться лишь деформации сдвига.

На рис. 37,*и* на стержень наклеены два тензорезистора, ориентированные под углом 45° к оси стержня. При таком расположении один тензорезистор регистрирует растяжение, а другой — сжатие. Включенные в смежные плечи моста они удваивают сигнал на выходе.

В принципе измерение деформаций или крутящего момента можно произвести и одним тензорезистором. Однако, как это следует из предыдущих рассуждений, при этом уменьшится чувствительность, а для термокомпенсации необходимо использовать специальные компенсационные резисторы. Поэтому более желательны схемы полного моста (рис. 37,*к*—*м*), в которых можно получить больший сигнал, исключить изгибные и нормальные напряжения и одновременно обеспечить термокомпенсацию.

При измерении напряжения сдвига τ используется исходное уравнение

$$\tau = G\gamma, \qquad (66)$$

где G — модуль сдвига; γ — угол поворота.

Изменение угла γ вызывает пропорциональное изменение линейных размеров волокна.

Если исходить из условия, что относительная деформация тензорезистора ε, наклеенного под углом 45° к оси стержня, равна:

$$\varepsilon = \frac{\tau}{2G}, \qquad (67)$$

а также формул (2) и (8)—(10), связывающих деформацию с величиной сигнала на выходе моста, то расчетные формулы для определения напряжения кручения примут вид:

$$\tau_{(1)} = 2\frac{4G}{kU}\Delta V;\ \tau_{(2)} = 2\frac{2G}{kU}\Delta V;\ \tau_{(4)} = 2\frac{G}{kU}\Delta V \qquad (68)$$

(соответственно при одном, двух и четырех активных тензорезисторах).

Ввиду наличия погрешностей за счет нормальных или изгибных напряжений схема с одним тензорезистором почти не употребляется.

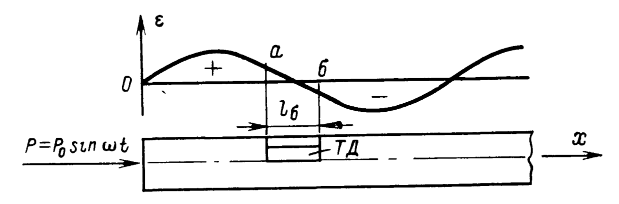


Рис. 38. Схема образования динамической погрешности.

Более употребительна схема полумоста с двумя тензорезисторами. Наиболее полную компенсацию побочных влияний обеспечивают схемы с четырьмя резисторами. Однако окончательный выбор схемы определяется возможностями входной цепи имеющейся тензостанции.

Вращающий момент M можно найти, если известно напряжение кручения τ, поскольку

$$M = \tau W_р, \qquad (69)$$

где $W_р$ — полярный момент сопротивления (равный в случае круглого стержня $W_р = \pi D^3/16$).

В качестве примера подсчитаем касательное напряжение и вращающий момент M при закручивании круглого алюминиевого стержня диаметром $D = 35$ мм, для которого $G = 26$ кН/мм², а измеренная деформация волокна составляет $\varepsilon = 0{,}5 \cdot 10^{-3}$.

На основании (67) и (69)

$$\tau = 2\varepsilon G = 2 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 26 = 26 \text{ Н/мм}^2;$$

$$M = \tau W_р = \tau\frac{\pi D^3}{16} = 26\frac{3{,}14 \cdot 35^3}{16} = 218 \text{ кН·мм}.$$

Динамические возможности тензометрических измерений усилий и деформаций ограничиваются как резонансной частотой механической системы, так и конечной длиной базы преобразователя ($l_б$).

Характер последнего ограничения легко понять из рис. 38, на котором представлен процесс сжатия стержня синусоидальной силой $P = P_0 \sin \omega t$, вызывающей в стержне синусоидальную деформацию с амплитудой ε_0. При прохождении волны в зоне тензорезистора преобразователь будет фиксировать некоторую среднюю величину

деформации $\bar{\varepsilon}_x$, равную

$$\bar{\varepsilon}_x = \frac{\varepsilon_0}{l_б} \int\limits_{x-l_б/2}^{x+l_б/2} \cos nx\, dx,$$

где $n=2\pi f/c$ — волновое число; c — скорость распространения звука в стержне.

Путем несложных преобразований можно показать, что относительная погрешность регистрации процесса составит:

$$\vartheta_\varepsilon = \frac{1}{6}\left(\frac{\omega l_б}{2c}\right)^2. \qquad (70)$$

Эта формула позволяет определить верхнюю частоту синусоидального процесса, регистрация которой будет произведена с заданной погрешностью ϑ_ε. Так, при измерении синусоидального усилия в стальной детали ($c=4500$ м/с) с погрешностью, не превышающей 2% ($\vartheta_\varepsilon=\pm0{,}02$), тензорезистором с базой $l_б=30$ мм максимальная частота процесса не должна превышать:

$$f = \frac{c}{\pi l_б}\sqrt{6\vartheta_\varepsilon} = \frac{4500}{3{,}14\cdot0{,}03}\sqrt{6\cdot2\cdot10^{-2}} = 16{,}5 \text{ кГц}.$$

Для сложной волны погрешность должна определяться для каждой из составляющих.

Измерение давлений. Принципиально для измерения давлений применимы все рассмотренные выше типы преобразователей; конструктивные же решения могут быть самыми разнообразными, определяемыми требованиями эксплуатации.

Характерной особенностью многих датчиков давления является промежуточное преобразование давления в перемещение упругих элементов в виде плоских и гофрированных круглых мембран с отношением толщины к диаметру в пределах 1/10—1/50. В зависимости от величины измеряемого давления, принципа преобразования и условий работы для мембран применяют различные материалы. Наиболее часто используются мембраны из бронз БрБ2, БРОФ6,5-0,15, высококачественных сталей 1Х18Н9Т, 50ХГА и сплавов К40НХМВ, Д16Т, В95Т

Величина давления p однозначно (пока частота пульсаций давления значительно меньше частоты собственных колебаний датчика) определяется прогибом мембраны.

Связь между прогибом центра мембраны y и давлением p при коэффициенте Пуассона $\mu=0{,}3$ определяется следующими соотношениями:

при малом ходе ($y \ll \delta$)

$$\frac{pR^4}{E\delta^4} = 5{,}86\frac{y}{\delta}; \qquad (71)$$

при большом ходе ($y \gg \delta$)

$$\frac{pR^4}{E\delta^4} = 3{,}58\frac{y^3}{\delta^3}, \qquad (72)$$

где R — радиус мембраны, см; p — давление, Па; E — модуль упругости, Па; δ — толщина мембраны, см.

Допускаемый прогиб толстой мембраны определяется выражением

$$y_{доп} = 0,256\sigma_{доп}\frac{R^2}{E\delta}, \qquad (73)$$

а максимальное допустимое давление для тонких мембран

$$p_{доп} = 1,5\sigma_{доп}\frac{\delta^2}{R^2}, \qquad (74)$$

где $\sigma_{доп}$ — допустимое напряжение на растяжение для материала мембраны.

Необходимо отметить, что механические напряжения на поверхности мембраны, заделанной по контуру, не остаются постоянными, а меняются вдоль радиуса r (рис. 39) по законам:

радиальное

$$\sigma_R = -\nu\left[\left(\frac{3}{\mu}+1\right)\frac{r^2}{R^2}-\left(\frac{1}{\mu}+1\right)\right]p \qquad (75)$$

и тангенциальное

$$\sigma_\tau = \nu\left[\left(\frac{1}{\mu}+3\right)\frac{r^2}{R^2}-\left(\frac{1}{\mu}+1\right)\right]p, \qquad (76)$$

где

$$\nu = \frac{3}{8}\frac{\mu R^2}{\delta^2}.$$

Из формул и графика (рис. 39) видно, что на некоторых расстояниях от центра напряжения σ_R и σ_τ уменьшаются до нуля и, изменив знак, снова увеличиваются, достигая значения

$$\left.\begin{aligned}\sigma_{R\,макс} &= \frac{3}{4}p\left(\frac{R}{\delta}\right)^2 \\ \text{и} \qquad \sigma_{\tau\,макс} &= \frac{3}{4}p\mu\left(\frac{R}{\delta}\right)^2.\end{aligned}\right\} \qquad (77)$$

Величины радиальных ε_R и окружных ε_τ деформаций на внутренней поверхности мембраны определяются зависимостями

$$\varepsilon_R = \frac{\delta p}{32D}(R^2-3r^2) \text{ и } \varepsilon_\tau = \frac{\delta p}{32D}(R^2-r^2), \qquad (78)$$

где $D = \frac{0,1E\delta^3}{12(1-\mu^2)}$ — цилиндрическая жесткость мембран, Н·м.

Расчет гофрированных мембран и сильфонов, применяемых при измерении малых давлений (от 10^{-2} до 10^4 Па), более сложен и из-за меньшего распространения при электрических измерениях здесь не рассматривается.

Преимуществами преобразователей с плоскими мембранами являются простота конструкции и высокие динамические свойства.

Собственная частота заделанной по контуру толстой мембраны определяется по формуле

$$f = \frac{10,2}{2\pi R^2} \sqrt{\frac{D}{m}}, \text{ Гц}, \tag{79}$$

где m — масса единицы площади мембраны, т·м$^{-2}$.

Для повышения частоты тонких мембран, рассчитанных на малые давления, их иногда натягивают по контуру. Частота собственных колебаний для этого случая определяется соотношением

$$f = 2\sqrt{\frac{P}{m}}, \tag{80}$$

где P — натяжение мембраны по контуру, Н/м.

В § 7 настоящей главы указывалось, что для неискаженного измерения переменного процесса собственную частоту датчика следует выбирать возможно большой, что однако связано с уменьшением чувствительности. Ввиду сложности расчета оптимального варианта рекомендуется руководствоваться следующим практическим правилом: лучше брать мембрану меньшего диаметра и меньшей толщины, чем большего диаметра и соответственно более толстую мембрану; при этом период собственных колебаний должен быть равен или меньше длительности фронта нарастания процесса.

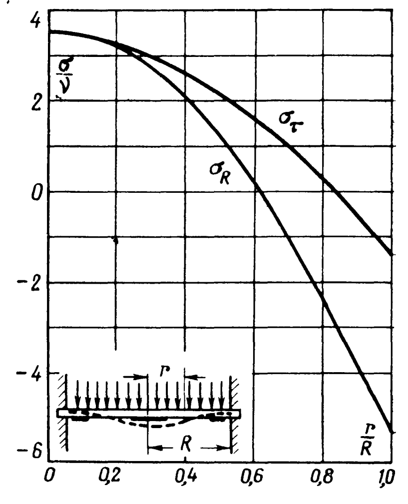


Рис. 39. График изменения напряжений вдоль радиуса мембраны.

Далее следует иметь в виду, что стабильность преобразования давления при помощи мембран и сильфонов тем выше, чем меньше их прогиб; поэтому в качестве преобразователей перемещения в электрическую величину желательно использовать высокочувствительные преобразователи с малым рабочим перемещением (например, емкостные, индуктивные и тензоэлектрические), а материал для мембран должен обладать минимальным гистерезисом, малой зависимостью модуля упругости от температуры, малым коэффициентом теплового расширения и т. д.

На рис. 40 представлено схематическое устройство нескольких датчиков для измерения давления, работа которых не требует особых пояснений. Скажем лишь несколько слов о тензометрических датчиках (рис. 40,*д*, *е*).

Для получения максимальной чувствительности тензорезисторы, включаемые по схеме полумоста или моста, должны быть наклеены на мембрану в ее центральной части и в тех зонах, где напряжения

максимальны и имеют противоположный знак (см. рис. 39). Это положение не следует упускать из виду, поскольку оно накладывает определенные требования к назначению размеров мембран при применении серийных тензорезисторов мембранного типа: диаметр мембраны должен быть лишь не намного больше диаметра тензорезистора. Когда заданный диаметр мембраны не согласуется с диаметром тензорезистора, следует отказаться от мембранных тензорези-

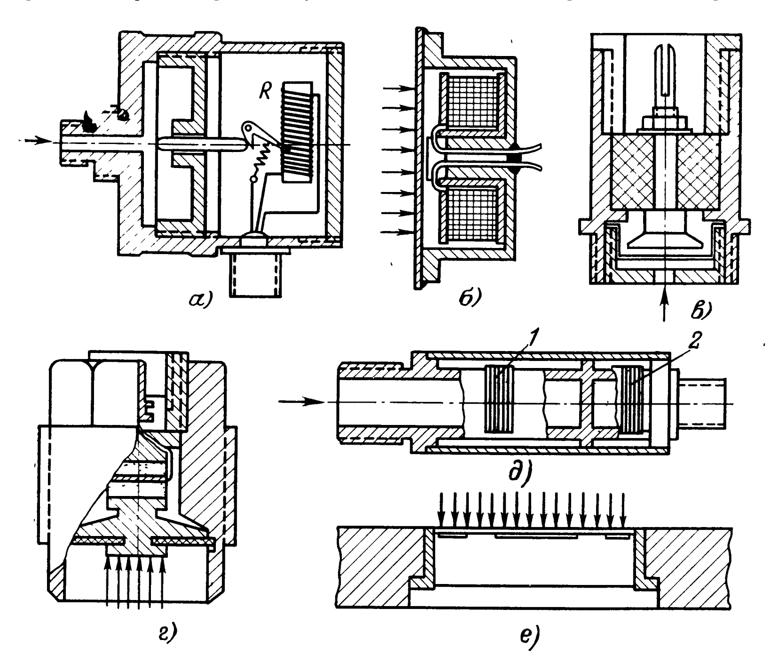


Рис. 40. Датчики для измерения давлений.

а — реостатный; *б* — электромагнитный; *в* — емкостный; *г* — пьезоэлектрический; *д*, *е* — тензометрические.

сторов и применить прямоугольные решетки с различными базами: в центре — резистор с базой, доходящей до 1/3 диаметра мембраны, а по краям — не превышающей 1/6 диаметра.

При измерении давлений в жидкой среде в условиях вибраций и дополнительных инерционных сил (например, при установке датчика в топливном баке на корабле, самолете и т. д.) к статическому давлению $p_{ст}$ добавляются инерционные силы. В результате суммарное давление (пренебрегая массой мембраны) будет:

$$p = p_{ст} + j\rho h, \qquad (81)$$

где ρ — массовая плотность жидкости; h — высота слоя жидкости; j — ускорение.

Для неискаженной регистрации переменной составляющей за счет инерционной силы собственная частота колебаний мембраны,

как и ранее, должна быть в 5—10 раз выше основной частоты вибраций объекта и пульсаций давления.

Особенностью датчика давления, конструкция которого изображена на рис 40,*д*, является то, что активный тензорезистор *1* наклеен не вдоль оси цилиндра, а поперек; компенсационный резистор *2* наклеен на продолжении цилиндра, в котором помещен силикагель. Такая ориентация активного тензорезистора рекомендуется потому, что относительная тангенциальная деформация примерно в 2 раза превышает продольную ($\varepsilon_\tau \approx 2\varepsilon_l$) и равна

$$\varepsilon_\tau \approx \frac{1}{2} \frac{D_{ср}}{\delta E} p, \qquad (82)$$

где $D_{ср}$ — средний диаметр цилиндра; δ — толщина стенки цилиндра.

Диапазон измерений давлений цилиндрическими преобразователями простирается от $5 \cdot 10^4$ до $4 \cdot 10^7$ Па (5—4000 кгс/см^2), при этом рабочая нагрузка во избежание текучести материала не должна превышать 0,7 σ_τ.

При измерении переменных давлений особо следует учитывать возможность появления резонансных продольных колебаний датчика, частота которых при работе в той или иной среде существенно снижается за счет присоединенной массы среды.

В случае длинного канала $D \ll l$ возможно искажение переднего фронта волны давления за счет дросселирования и возникновения в канале (при определенной длине патрубка l) резонансных колебаний. Так, при условии постоянного сечения патрубка с одним закрытым концом частота резонансных колебаний в газе будет равна приблизительно:

$$f \approx \frac{c}{4l} = \frac{\sqrt{kgRT}}{4l}, \qquad (83)$$

где c — скорость звука, мс$^{-1}$; k — показатель адиабаты; R — газовая постоянная ($R = 8{,}31$ Дж/(моль·К); T — абсолютная температура, К; g — ускорение силы тяжести, мс$^{-2}$.

Несколько обособленную группу представляют собой датчики для измерения ударных волн, например при измерении давлений при взрывах.

Сложность измерения подобных процессов заключается в том, что в результате резкого изменения давления в обычных датчиках возникают собственные колебания, существенно искажающие реальную картину. Для надежной регистрации таких процессов необходимо, чтобы собственная частота преобразователя была чрезвычайно высокой (порядка 100 000 Гц и выше). Последнее может быть реализовано лишь при применении пьезоэлектрических датчиков.

Поскольку собственная частота системы определяется жесткостью кварца и его массой, то при большой жесткости кварца (или пьезокерамики) и малой колеблющейся массе удается изготовить датчик, регистрирующий давления с очень крутым фронтом нарастания. Одна из конструкций датчика, предназначенного для измерения давления в проходящей ударной волне, показана на рис. 41,*а*. Датчик представляет собой заостренный «нож» *2*, в корпусе которого установлены два пьезоэлемента *1*, которые поджаты легкими мембранами *3*. Благодаря большой жесткости пьезоэлемента и малой массе элемента и мембраны собственная частота датчика может достигать 200 000 Гц.

Несколько другой принцип заложен в датчик, изображенный на рис. 41,*б*. Этим датчиком удается регистрировать процессы, длительность которых такого же порядка, что и период собственных колебаний пьезоэлемента. Пьезоэлемент находится между двумя участками металлического стержня *3*. Сам же стержень заключен в металлическую трубку-экран *2*, изолированную от стержня парафином и являющуюся одновременно вторым электродом.

Сущность работы датчика заключается в том, что материал стержня подбирается таким, чтобы волна сжатия при своем движе-

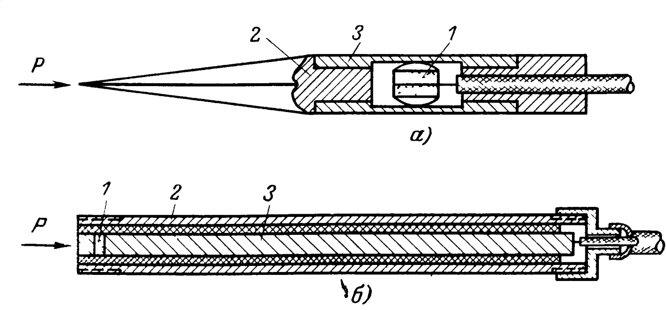


Рис. 41. Датчики для измерения ударных волн.
а — мембранный; *б* — стержневой.

нии не имела отражений на границах раздела (стержень — пьезоэлемент и пьезоэлемент — стержень) и в каждом из участков системы не возникали собственные колебания. В связи с этим напомним, что коэффициент отражения α зависит от характеристик соприкасающихся материалов (модулей упругости E_1 и E_2, площадей сечений F_1 и F_2 и скоростей звука c_1 и c_2) и определяется выражением

$$\alpha = \frac{E_1F_1c_1 - E_2F_2c_2}{E_1F_1c_1 + E_2F_2c_2}. \qquad (84)$$

Для того чтобы отражение при одинаковых площадях сечений стержня и пьезоэлемента ($F_{\text{ст}} = F_{\text{пэ}}$) равнялось нулю ($\alpha = 0$), необходимо, чтобы имело место следующее равенство:

$$\frac{E_{\text{ст}}}{c_{\text{ст}}} = \frac{E_{\text{пэ}}}{c_{\text{пэ}}} \qquad (85)$$

или (поскольку скорость звука $c = \sqrt{E/\rho}$, где ρ — плотность материала)

$$\rho_{\text{ст}}c_{\text{ст}} = \rho_{\text{пэ}}c_{\text{пэ}}. \qquad (86)$$

При выполнении условий (85) и (86) волна сжатия, вступившая на передний конец стержня, пройдет все участки стержня без отражений и каждый элементарный участок длины такого «однородного» (в акустическом смысле) стержня будет деформироваться пропорционально напряжению, существующему на рассматриваемом участке. В результате этого пьезоэлемент будет продуцировать заряд,

пропорциональный его деформации, вызванной воздействием того участка волны сжатия, который проходит в этот момент через пьезоэлемент.

Волна сжатия, дойдя до конца стержня, отражается в виде волны разряжения. Если измеряемый процесс закончится до прихода отраженной волны, то регистрация волны сжатия будет произведена без искажений, поскольку собственные колебания, возникающие при последующем многократном отражении волн сжатия и разряжения будут сдвинуты во времени и на осциллограмме могут не учитываться.

Поскольку время прохождения волной сжатия и разгрузки второго участка стержня равно $2l_2/c_{ст}$, то для неискаженной регистрации ударного процесса длину этого участка следует выбирать не короче

$$l_2 \geqslant \frac{c_{ст}\tau}{2}, \qquad (87)$$

где τ — длительность импульса ударной волны. Из этого следует, что для неискаженной регистрации ударных процессов необходимо прежде всего достаточно удовлетворительно согласовать волновые акустические сопротивления стержня $\rho_{ст}c_{ст}$ и пьезоэлемента $\rho_{пэ}c_{пэ}$. Некоторые справочные данные по этому параметру для некоторых материалов приведены в табл. 12.

На основании табл. 7 и 12 можно заключить, что в случае применения в качестве преобразователя кварца ($\rho c = 152 \cdot 10^4$ г·см$^{-2}$·с$^{-1}$)

Таблица 12

Материал	Плотность, кг·м$^{-3}$·10^3	Модуль упругости, кН/мм^2		Коэффициент линейного расширения $\alpha \cdot 10^{-6}$, 1/град	Скорость звука, м/с		ρc, г·см$^{-2}$·с$^{-1}$ × ×10^4
		E	G		$c_{ст}$	$c_{l\infty}$	
Алюминий	2,7	58—72	26	24	5080	6260	169
Висмут	9,8	32	12	—	1790	2180	214
Вольфрам	19,1	360	134	4,4	4310	5460	1040
Железо	7,8	210	82	12	5170	5850	456
Кадмий	8,6	51	19	—	2400	2780	240
Латунь	8,4	105	35	19	3490	4430	365
Медь	8,9	125	46	17	3710	4700	418
Никель	8,9	205	78	13	4785	5630	495
Свинец	11,4	16	5,8	28	1320	2160	246
Сталь Ст2, Ст3	7,8	—	—	—	—	5810	454
Сталь 50	7,8	210	—	15	4350	4540	385
Цинк	7,1	105	42	28	3810	4170	296
Плексиглас	1,2	5,4	1,5	—	2550	2670	32
Полистирол	1,06	4,3	1,4	6,8	—	2350	25
Резина	0,9	—	—	—	—	1480	13,3
Фарфор технический	2,4	58,6	24	4	4880	5340	129
Фторопласт	2,1	—	—	—	—	1800	38
Эбонит	1,2	—	—	—	1570	2405	29

стержень следует делать из алюминия ($\rho c=169\cdot10^4$ г·см$^{-2}$·с$^{-1}$), а для согласования с пьезокерамикой ЦТС-19 ($\rho c=(210\div250)\times\times10^4$ г·см$^{-2}$·с$^{-1}$) наиболее подходят кадмий ($\rho c=240\cdot10^4$ г·см$^{-2}$·с$^{-1}$) и цинк ($\rho c=296\cdot10^4$ г·см$^{-2}$·см$^{-1}$). Олово и свинец, хотя и имеют хорошее согласование, однако из-за разрушения ими серебряного покрытия пьезоэлемента обычно не применяются.

В случае применения стержня из материала с отличающимся акустическим сопротивлением его сечение должно быть изменено в соответствии с формулой (84).

Поскольку скорость звука в пьезоэлементе имеет конечное значение, то для неискаженной регистрации переднего фронта длительностью $\tau_ф$ длина пьезоэлемента (высота диска) должна быть не более $l_{пэ}=\tau_ф/5c_{пэ}$, в противном случае будет регистрироваться некоторое среднее давление за промежуток времени, равный $\tau=l_{пэ}/c_{пэ}$.

Датчики для измерения параметров движения. Диапазон перемещений, скоростей и ускорений, измеряемых в настоящее время электрическими средствами, чрезвычайно широк. Так, величины ускорений простираются от 10^{-6} м/с^2 (при движении спутника в космосе) до $(5\div6)\cdot10^5$ м/с^2 (при соударении стальных закаленных шариков), а скоростей — от 10^{-7} м/с до 8—12 км/с и более.

Связь между параметрами движения (перемещением, скоростью и ускорением), определяемая дифференциальными зависимостями, широко используется при проектировании и эксплуатации датчиков, поскольку один из измеренных параметров позволяет тут же путем его дифференцирования или интегрирования получить другой. Так, сигнал от датчика ускорения, проинтегрированный дважды по времени, предстает как сигнал перемещения, а дифференцированный сигнал от датчика скорости будет выражать ускорение.

Выбор конкретных средств для измерения параметров движения зависит от характера движения: будет ли оно равномерным, неравномерным или колебательным (вибрационным).

Измерение малых перемещений относительно некоторой опорной точки производится теми же методами, что и измерение линейных или угловых размеров. Для этой цели могут быть использованы все преобразователи, в которых имеется подвижный элемент, в частности реостатные, емкостные, электромагнитные и электронные.

При больших линейных перемещениях, выходящих за пределы измерения преобразователя, измерение производится путем суммирования дискретных перемещений от одной метки, связанной с неподвижной системой, до второй; от второй до третьей и т. д. При этом мерная величина может находиться как на неподвижном участке так и перемещаться. Например, путь автомашины может быть определен последовательным суммированием числа оборотов колеса, умноженного на длину его окружности. Число же оборотов подсчитывается счетчиком оборотов, например электроконтактным, индукционным или емкостным.

Определение числа оборотов в единицу времени с помощью тахометра позволяет рассчитать среднюю скорость на этом отрезке пути.

В тех случаях, когда возможность использования опорных (реперных) точек отсутствует, используют датчики с инерционными элементами. Подобные датчики находят применение, в частности, там, где при перемещении объекта имеют место инерционные силы.

В соответствии с законом Ньютона эти силы пропорциональны движущейся массе m и испытываемому ей ускорению $\ddot{x}$, т. е

$$F_{\text{ин}} = m\ddot{x}. \tag{88}$$

Следовательно, если представляется возможным каким-либо образом измерить силу $F_{\text{ин}}$, то при известной массе m может быть определено ускорение $\ddot{x}$, а затем скорость $\dot{x}$ $\left(\dot{x} = \int \ddot{x}\,dt\right)$ и смещение x $\left(x = \iint \ddot{x}\,dt\,dt\right)$. Таким образом, задача измерения параметров движения сводится к измерению силы. Практически измеряется, конечно, не сила, а электрический параметр, являющийся функцией этой силы (например, изменение емкости, сопротивления, э. д. с. и т. д.).

В случае измерения синусоидальных вибраций задача значительно упрощается, поскольку для полной характеристики процесса достаточно знать его частоту и один из параметров движения (смещение, скорость или ускорение), а для определения остальных параметров процесса используются известные формулы:

$$x = A\sin\omega t;\quad \dot{x} = A\omega\cos\omega t;\quad \ddot{x} = -A\omega^2\sin\omega t. \tag{89}$$

В общем случае такие датчики можно построить с использованием всех упомянутых выше типов преобразователей.

На рис. 42 в качестве примера приведены устройства трех типов датчиков с сейсмической массой m, укрепленной на упругой балке.

Особенностью первого (реостатного) датчика является то, что инерционная сила $F_{\text{ин}}$, возникшая в результате ускорения основания, проявляет себя в виде смещения движка потенциометра, во второй схеме — в виде деформации балки и тензорезисторов R_1 и R_2, а в третьей — в виде скорости перемещения магнита в катушке, поскольку наводимая э. д. с. пропорциональна скорости перемещения.

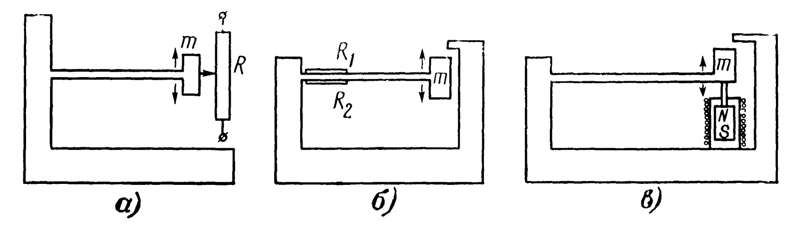


Рис. 42. Инерционные измерители параметров движения.
а — реостатный; *б* — тензоэлектрический; *в* — индукционный.

При выборе типа преобразователя необходимо учитывать прежде всего частотный диапазон его работы. Так, например, применение в акселерометре преобразователя реостатного типа, требующего относительно больших рабочих перемещений, неизбежно приводит к снижению частоты свободных колебаний системы, ограничивая частотный диапазон значениями 10—30 Гц.

В отличие от датчиков ускорения, работающих на частотах, ниже резонансной, рабочие частоты датчиков вибросмещений (сейсмических датчиков) обычно находятся выше резонансной. Поэтому, для того чтобы с их помощью можно было регистрировать низкочастотные процессы, необходимо, чтобы датчик имел возможно низкую частоту собственных колебаний. Однако на пути создания датчиков с низкой резонансной частотой имеются весьма большие трудности — датчики получаются чрезмерно громоздкими и неустойчивыми.

Таблица 13

Тип датчика	Собственная частота, Гц	Сопротивление, Ом	Предельное измеряемое ускорение, g	Напряжение питания датчика, В	Габариты, мм	Масса, кг
МП-18	От 3 до 8	1000—2500	±0,5	6	95×76,5×60	1,0
МП-19	От 3 до 14	700—1800	±2,0	6	95×76,5×60	1,0
МП-21Т	От 10 до 20	1400—2500	±15	6	68×88×80	0,85
МП-68	От 16 до 50	350—800	±25	6	41×63×38	0,3
МП-95	От 7 до 50	600—2000	±100	6	34×45×130	0,4

Примечание. Собственная частота датчика может изменяться в зависимости от его модификации.

Таблица 14

Тип датчика	Выходное напряжение, мВ	Собственная частота, Гц	Диапазон измеряемых частот, Гц	Пределы измеряемых ускорений, g	Сопротивление моста, Ом	Габариты, мм	Масса, кг
МП-01	12—20	От 600 до 1000	От 0—45 до 0—90	—10÷+30; ±100	200—500	58×32××30	0,2
МП-02	6—10	25 и 50	0—50	От ±6 до ±15	200—400	57×50××25	0,2

Таблица 15

Тип датчика	Чувствительность, мВ/мм·Гц	Пределы измерений				Габариты, мм	Масса, кг
		Частоты, Гц	Смещения, мм	Скорости, мм/с	Ускорения, м/с²		
МВ-22	100—200	15—300	0,01—1	7—300	5—100	⌀37×65	0,35
МВ-23	100—200	25—300	0,01—1,3	7—350	5—100	⌀37×65	0,35
МВ-24	50—500	40—300	0,01—0,9	7—240	5—60	⌀37×65	0,35
МВ-25	50—70	20—500	0,003—1	4—314	5—100	66×58×44	0,4
МВ-26	61—74	20—500	0,003—1	4—386	5—150	66×58×43	0,36
МВ-27	64—74	20—500	0,004—1	5—100	1,2—130	60×45×35	0,4
МВ-28	67—73	30—500	0,002—0,85	5—160	2—510	68×52×68	0,45

Как правило, в сейсмических датчиках используются индукционные преобразователи, выходной сигнал которых пропорционален скорости, вследствие чего индукционные сейсмодатчики являются дефференцирующим элементом (поскольку сама колебательная система работает в режим виброметра). Поэтому для получения сигнала, пропорционального вибросмещению, на выходе датчика необходимо включить соответствующую интегрирующую цепь.

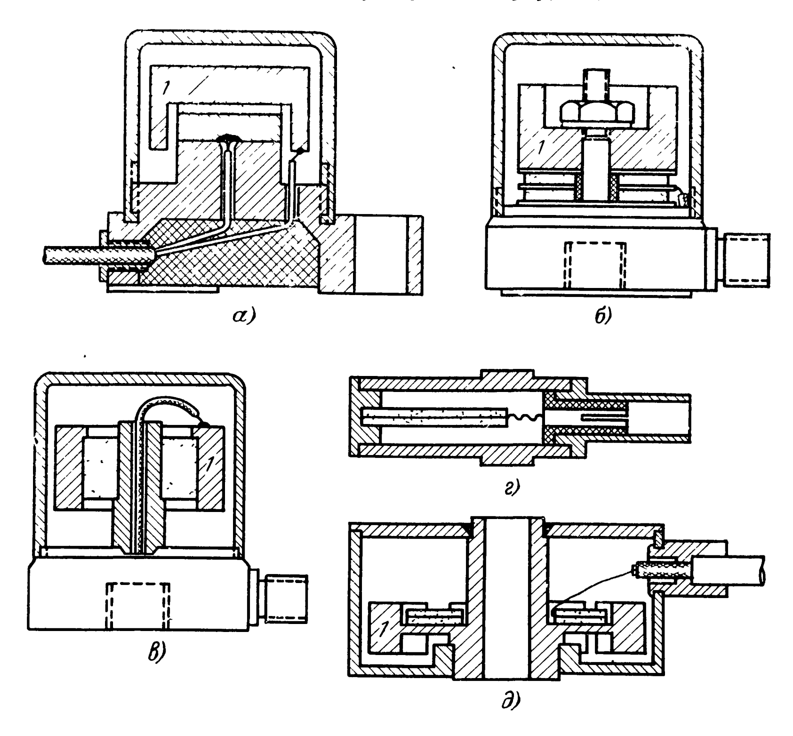


Рис. 43. Схемы пьезоэлектрических датчиков ускорений.
а — клееный; *б* — с поджатием; *в* — сдвиговый; *г*, *д* — изгибные.

Параметры некоторых распространенных датчиков инерционного типа (потенциометрических, тензометрических, индукционных) приведены соответственно в табл. 13—15.

Наиболее высокочастотными датчиками, пригодными для измерения больших ускорений (в том числе и ударных), являются пьезодатчики, принципиальные схемы которых представлены на рис. 43. В схемах имеются некоторые отличия, отражающие особенности работы датчиков.

Датчики (рис. 43,*а*, *б*) работают на сжатие — растяжение и отличаются один от другого тем, что в первом инерционный элемент прочно приклеен токопроводящим клеем к пьезоэлементу, а во втором — поджат с предварительным напряжением. Усилие поджатия выбирается с таким расчетом, чтобы даже в случае предель-

Таблица 16

Тип прибора	Чувствительность, мВ/м·с$^{-2}$ (не менее)	Собственная частота, кГц (не ниже)	Диапазон рабочих частот, Гц	Собственная емкость, пФ	Поперечная чувствительность, %	Предельное измеряемое виброускорение, мс$^{-2}$	Диапазон рабочих температур, °С	Погрешность в рабочем диапазоне температур, %	Сопротивление изоляции, МОм	Тип кабеля	Длина кабеля, м	Габариты, мм	Масса (без кабеля), г	Способ крепления
ВЗЧ-3	1,2	—	50—10 000	1000	10	5000	—	—	—	—	—	⌀28×43	60	—
ПДУ-1	0,2	—	50—10 000	1000	—	—	+10÷+40	—	—	АВК-3	2	⌀17×28	28	Резьба М14×0,75
ИДК-2М	1,0	—	50—5000	1000	—	—	+5÷+60	—	—	АВК-3	2,5	⌀17×28	30	Резьба М14×1
ДУ-5	0,5	—	10—500	—	—	—	±50	—	—	—	—	28×28×20	18	—
ИС-312	0,15*	80**	50—20 000	1500±600	10	10 000	±50	±15	30	—	1	⌀19×35	40	Резьба М12×0,5
ИС-313А	0,18*	100**	50—40 000	700±300	10—20***	6000	±50	±15	30	—	1	16×16×19	20	Клей
ИС-318	0,5*	25**	50—5000	1500±600	7—15***	10 000	±50	±15	20	—	1	⌀36×25	40	3 болта М5
ИС-579	0,2	100**	10—10 000	1000±500	10—30***	10 000	±50	±20	20	—	1	⌀15×8	9	Клей
ИС-579А	0,05	100**	10—10 000	350±150	10—30***	10 000	—50÷+100	±20	20	—	1	⌀9,5×6,5	3,3	»
ИС-598*****	15	0,5	0,5—50	4600±1000	7	1000	—50÷+100	±20	20	—	1	14×14×41	40	Болт М4
ИС-598А*****	5	1,5	0,5—100	2750±500	15	1000	—50÷+100	±20	20	—	1	14×14×41	40	То же
ИС-360А*****	1,0	100**	5—8000	1500±600	10	5000	—4÷+35	±5	100	—	0,5	⌀36×28	35	3 болта М5
Д10	2,8	30	1—20 000	1100±200	10—20	1000	—10÷+40		10^6	АВК-3	10/15/20	⌀16×27	30	Резьба М12×0,5

Тип прибора	Чувствительность, мВ/м·с⁻² (не менее)	Собственная частота, кГц (не ниже)	Диапазон рабочих частот, Гц	Собственная емкость, пФ	Поперечная чувствительность, %	Предельное измеряемое виброускорение, мс⁻²	Диапазон рабочих температур, °С	Погрешность в рабочем диапазоне температур, %	Сопротивление изоляции, Мом	Тип кабеля	Длина кабеля, м	Габариты, мм	Масса (без кабеля), г	Способ крепления
Д11	2,8	30	1—20 000	1100±200	10—20	1000	—10÷+120	±20	10^6	АВК-3	10/15/20	⌀16×27	30	Резьба M12×0,5
Д13	8,5	10	5—3000	1300±200	5—20	1000	—10÷+70	±14	10^6	АВК-3	5	⌀20×35	65	Шпилька M5, болт M5
Д14	2,5	27	5—10 000	1400±300	5—20	1200	—10÷+70	±14	10^6	АВК-3	5	⌀16×30	27	Шпилька M5, резьба M12×0,5
Д19	20	2	20—500	400	10	450	—10÷+50	—	10^6	АВК-3	10	⌀42×43	100	Шпилька M5
Д27	3	14	20—5000	1100±200	10	1000	—10÷+60	—	10^6	АВК-3	10	⌀18×52	32	То же
Д28	2,5	27	20—10 000	1600±200	15	1000	—10÷+70	—	10^6	АВК-3	5	⌀16×36	31	» » резьба M5
1ПА-6	3	18	20—5000	450	5	10 000	—40÷+80	±10	10^4	АВК-2	2	⌀20×30	45	Резьба M14×1
1ПА-9	20	2,5	20—800	2000	2	2000	—40÷+80	±5	10^4	АВК-2	2	⌀34×23	45	Шпилька M8
1ПА-10В	12	3,5	20—1000	2000	1	2000	—40÷+80	±5	10^4	АВК-2	3	⌀32×18	32	Болт M6
2ПА-3****	2,9	4	20—1000	700	5	—	+10÷+150	—	10^4	РКТФ	3	60×60×47	500	4 болта
ПИ93-1	0,5	75	10—30 000	1400	1—10	50 000	±50	±5	10^3	АВКТ-5	2	⌀11,5××20,6	6,5	Резьба M5
ПИ93-2А*****	0,25	35	10—10 000	70	2—10	3000	±50	±8	500	—	6	⌀16,2××33,4	30	Шпилька M5
ПИ93-3	0,004	80	10—30 000	210	2—10	500 000	±50	±12,5	10^3	АВКТ-4	2	⌀11,5××15,6	5,3	Резьба M5
ПИ93-4	1,0/0,1	20	3—10 000	380	2—10	10 000	—60÷+120	±0,15	10^3	АВКТ-4	3,5	⌀20×17	18	Шпилька M5

* С масштабной емкостью $C_м$ = 2500 пФ.
** Частота незакрепленных преобразователей.
*** В зависимости от группы.
**** Двухкомпонентный.
***** Выпускаются совместно с катодными повторителями.

Таблица 17

№ схемы	Схема установки	Способ крепления	Наивысшая частота установочного резонанса, кГц	Рабочая полоса частот, кГц	№ схемы	Схема установки	Способ крепления	Наивысшая частота установочного резонанса, кГц	Рабочая полоса частот, кГц
I	Д	Фланцевый	12—14	До 7—8	*III*	Д	Резьба на корпусе датчика	25—30	До 15
II	Д	Болт	25—30	До 15—18	*IV*	Д	Упорная гайка	25—30	До 10

№ схемы	Схема установки	Способ крепления	Наивысшая частота установочного резонанса, кГц	Рабочая полоса частот, кГц	№ схемы	Схема установки	Способ крепления	Наивысшая частота установочного резонанса, кГц	Рабочая полоса частот, кГц
V	Д	Резьбовой хвостовик	15—18	До 10	*VIII*	Д Мастика	Пластичное склеивание	3—4	1,5—2
VI	Д	Шпилька	25—30	15—20	*IX*	Д N S N S	Магнитный	8—9	4—5
VII	Д Клей	Жесткое склеивание	40—45	20—25	*X*	Д	Склеивание профильное	15—20	10—15

ного ускорения, направленного вверх, оно не уменьшалось до нуля и в цепи не нарушался контакт.

Преимуществом датчика «с поджатием» является то, что в нем удается достигнуть бóльшей (по сравнению с клееным) собственной частоты. Недостаток заключается в том, что в силу наличий двусторонней связи с корпусом характеристика датчика определяется уже не только параметрами пьезоэлемента, а и константами материала корпуса.

В третьем датчике пьезоэлемент работает «на сдвиг». Достоинством этого датчика является существенное уменьшение по сравнению с первыми боковой (или поперечной) чувствительности.

В датчике (рис. 43,*г*) пьезоэлемент испытывает изгибную деформацию. Как указывалось, достоинством таких преобразователей является повышенная чувствительность. К сожалению, механически они недостаточно прочны и это является их недостатком. Для увеличения прочности в последних конструкциях датчиков пьезокерамические шайбы наклеивают на жесткие металлические основания (рис. 43,*д*). В этом случае величина прогиба определяется толщиной основания и инерционной массой *1*, которые выбирают из условия достижения заданной собственной частоты f_0. Подобную конструкцию, в частности, имеют промышленные датчики 1ПА-10.

Технические характеристики серийно выпускаемых пьезоакселерометров приведены в табл. 16.

Указываемая в паспортах пьезодатчиков частота собственных колебаний часто относится к свободному, незакрепленному датчику или предполагается, что он жестко связан с исследуемым объектом. В действительности в месте контакта датчика с объектом имеют место упругие связи, вызывающие появление дополнительных резонансов, называемых «установочными резонансами», или резонансами крепления. По абсолютной величине они обычно значительно ниже собственных частот свободных датчиков и существенно снижают диапазон рабочих частот, который определяется теперь установочным резонансом.

Жесткость крепления зависит от схемы крепления, жесткости крепежных элементов (винтов, шпилек и т. д.), жесткости и чистоты обработки соприкасающихся поверхностей датчика и объекта и т. д. Основные схемы установки пьезоакселерометров на объектах приведены в табл. 17, в которой указаны также достижимые резонансы крепления и полосы рабочих частот. При этом, естественно, предполагается, что собственная частота свободного датчика значительно превышает установочный резонанс. В противном случае верхняя рабочая частота будет определяться собственной частотой датчика f_0 и ограничиваться величиной, равной $\left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{4}\right) f_0$.

На схеме X табл. 17 показан способ установки датчика на объекте с криволинейной поверхностью. В качестве переходной прокладки под датчик в этом случае можно применить стойки из бука или дуба с перпендикулярным к установочной поверхности расположением годичных слоев. Высоту стойки выбирают минимальной, исходя из кривизны поверхности объекта. Прокладку приклеивают к изделию клеем МОК-51, а акселерометр к прокладке — клеем «циакрин».

В настоящее время известно огромное число всевозможных датчиков отечественного и зарубежного производства (различных по

своему устройству и назначению), которые могут быть классифицированы по различным признакам, важным в том или другом отношении. Описывать их все не представляется возможным. Отметим лишь, что отличаются они конструктивным исполнением. Что же касается выбора датчика, то в первую очередь следует исходить из учета главных условий, которым он должен удовлетворять в данных рабочих условиях (предел измерений, полоса рабочих частот, чувствительность, масса), а также возможности согласования с усилительной или регистрирующей аппаратурой, простоты эксплуатации, калибровки и т. д.

9. Элементы и схемы измерительных устройств

Электрические сигналы, продуцируемые датчиками, в большинстве случаев имеют недостаточное напряжение и мощность для того, чтобы их можно было подать непосредственно на измерительное или регистрирующее устройство. Поэтому они должны быть предварительно усилены. Применяемые для этого усилители имеют ряд особенностей, определяемых характером усиливаемого сигнала и характеристиками датчика.

Что касается характера сигнала, то он может отражать статический, статодинамический или динамический процесс, вследствие чего частота сигнала может измениться от 0 до десятков и даже сотен килогерц; диапазон напряжений колеблется от единиц микровольт до нескольких вольт.

Внутреннее сопротивление датчиков также весьма различно. Так, электромагнитные и тензорезистивные преобразователи имеют сопротивление 50—500 Ом, а пьезоэлектрические и емкостные 10^7—10^{13} Ом.

В силу разнообразия характеристик измеряемых процессов, датчиков и регистрирующей аппаратуры ограничиться одним типом усилителя не удается. Поэтому в практике измерений применяют различные усилительные устройства, при проектировании которых учитывают многие технические требования.

Схемы и приборы для измерения статической деформации. Несмотря на принципиальную возможность измерения статической деформации различными преобразователями применяют в основном лишь тензорезистивные преобразователи. Как правило, для измерения деформаций используется мостовая схема, в диагональ которой включается измерительное устройство, служащее индикатором баланса. Для повышения чувствительности индикатора в схему добавляется усилитель. Питание моста может производиться как постоянным, так и переменным током. Последнее более предпочтительно, если усилитель имеет не один, а несколько каскадов.

Поскольку в измерителях статической деформации обычно используют схемы равновесного моста, то баланс моста определяется по минимуму сигнала, а величина относительной деформации определяется по лимбу, связанному с движком реохорда. К этому типу измерителей относятся выпускаемые в настоящее время приборы, параметры которых приведены в табл. 18.

При работе с этими приборами следует иметь в виду, что градуировка их выполнена применительно к металлическим тензорезисторам, имеющим коэффициент тензочувствительности $k=2$. При других коэффициентах тензочувствительности результаты измере-

Таблица 18

Параметр	Тип прибора				
	ИСД-3	УИД-Т	ЭИД-8	ИД-70	ИД-62М
Диапазон измеряемых деформаций, отн. ед.	$1\cdot10^{-5}$—$1\cdot10^{-2}$	$1\cdot10^{-5}$—$1,1\cdot10^{-2}$	$1\cdot10^{-5}$—$1\cdot10^{-2}$	$1\cdot10^{-5}$—$0\cdot1$	$1\cdot10^{-5}$—$1\cdot10^{-2}$
Цена деления реохорда	$10\cdot10^{-6}$	$10\cdot10^{-6}$	$10\cdot10^{-6}$	$10\cdot10^{-6}$	$10\cdot10^{-6}$
Сопротивление тензорезистора, Ом	50—500	100—1000	40—400	50—500	50—500
Напряжение питания моста, В	2,5—3	6		2,5	2,5
Частота питающего напряжения, Гц	275	3500	50	1000	800
Погрешность измерения деформаций	Одно деление шкалы				
Схема включения преобразователя	Полумост	Мост и полумост	Полумост	Полумост	Полумост
Напряжение питания прибора, В	4—4,5	220	220	220	3,7
Габариты, мм	240×189×114	250×155×150	250×170×200	260×200×170	260×200×145
Масса, кг	3	4	7	7,3	4,6

ний должны быть скорректированы путем внесения соответствующих поправок.

Приборы для измерения динамических и статодинамических процессов. Значительно сложнее обстоит дело с усилением сигнала, в котором наряду с постоянной компонентой имеется еще значительная динамическая составляющая, уровень которой может достигать уровня постоянной составляющей или даже превышать его.

Очевидно, в этом случае к усилителю предъявляется требование неискаженного усиления двуполярного сигнала с полосой частот от нуля до некоторого верхнего значения. Удовлетворить этому требованию можно, применяя либо усилитель постоянного тока (УПТ), либо усилитель с модуляцией несущей частоты.

Одна из схем УПТ приведена на рис. 44. При четырех активных тензорезисторах R_{18}—R_{21} и чувствительном шлейфе (вибраторе МОВ-2 VIII типа) схема показала удовлетворительную работу и проста по конструкции.

Первые усилительные каскады на полупроводниковых триодах T_1 и T_2 с нагрузкой в цепи коллектора усиливают сигнал, поступающий на базы триодов с точек *1* и *2*. Вторые и третьи усилительные каскады на транзисторах T_3—T_6 имеют нагрузку в цепи эмиттера. С нагрузки последних усилительных каскадов (резисторы сопротивлением 80 Ом) усиленный сигнал подается на вибратор или миллиамперметр с нулем в середине шкалы.

Усилители балансируются методом последовательного приближения переменными резисторами R_8 и R_{11} при поочередном нажатии кнопок $Кн_1$ и $Кн_2$.

При работе с указанным вибратором усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления по току 60 дБ, входное

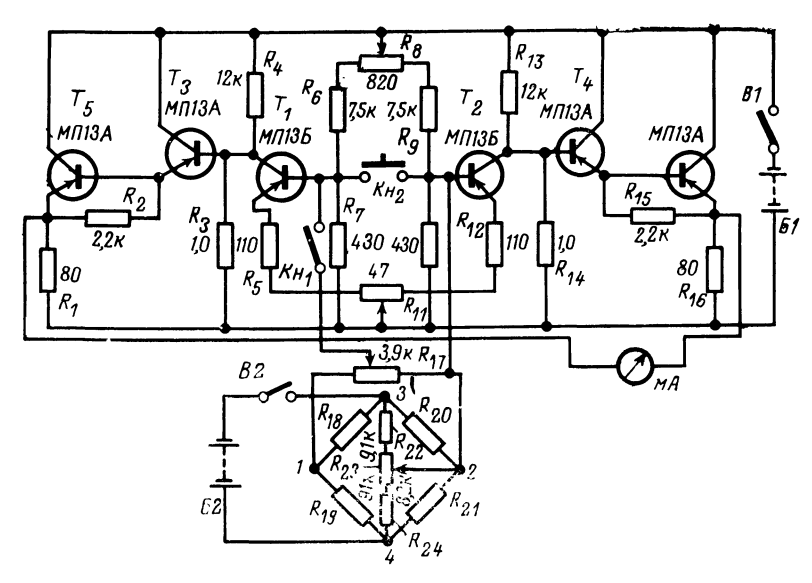


Рис. 44. Схема тензометрического УПТ.

сопротивление 600 Ом, максимальный выходной ток 4 мА, дрейф нуля за 1 ч не превышает 0,1 мА.

Необходимо иметь в виду, что балансировка и стабильность подобного усилителя существенно зависят от подбора транзисторов: последние должны иметь не только одинаковые β, но по возможности и одинаковые зависимости изменения параметров при изменении температуры.

Из-за сложности и нестабильности усилителя постоянного тока (особенно при большом коэффициенте усиления) для усиления статодинамических сигналов используются преимущественно системы с амплитудной модуляцией.

Модуляция сигнала обеспечивается за счет применения для питания моста переменного тока относительно высокой частоты. В этом случае на выходе моста получается переменное напряжение, модулированное по амплитуде измеряемой величиной. Следует отметить, что такой метод преобразования может быть использован во всех датчиках, имеющих параметрические преобразователи.

Подобно тому как это делается в радиоприемниках, модулированный сигнал усиливается до необходимого уровня и подается на детектор. Однако в отличие от детектора в радиоприемнике демодулятор в усилителе должен выделять не только огибающую, но и определять полярность (или фазу). Обычно для этой цели используется хорошо известный «кольцевой» демодулятор.

Структурная схема такого усилительного устройства представлена на рис. 45.

Для неискаженного усиления сигнала несущая частота выбирается в 5—8 раз больше верхней составляющей частоты сигнала. Выбирать несущую частоту более высокой не следует, так как при этом существенно возрастает влияние кабеля, связывающего измерительный преобразователь с усилителем.

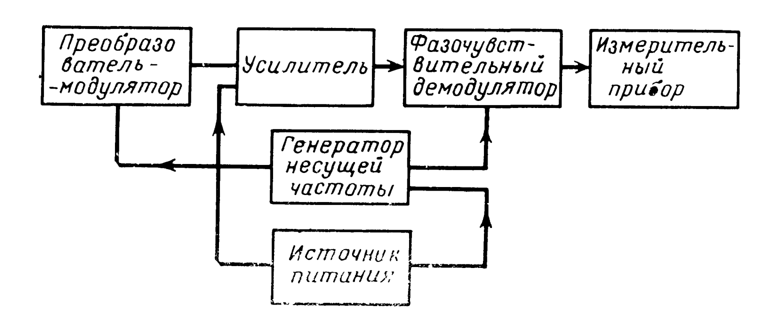


Рис. 45. Структурная схема усилителя с модуляцией несущей.

В настоящее время по указанной схеме строятся почти все промышленные усилители, рассчитанные для работы с тензопреобразователями (тензостанции), и которые вполне удовлетворительно работают с емкостными или индуктивными преобразователями. Технические характеристики серийных тензоусилителей приведены в табл. 19.

Таблица 19

Тип станции	Число каналов	Несущая частота, кГц	Диапазон регистрируемых частот, Гц	Максимальный выходной ток, мА	Сопротивление нагрузки, Ом	Сопротивление тензорезисторов, Ом	Схема включения сопротивления	Максимальное напряжение питания моста, В	Напряжение и мощность источника питания, В, Вт	Габариты, мм	Масса, кг
8АНЧ-7М	8	3,5	0—500	30	20—25	70—400	П/мост	7/11	110/220 Р-270	530×290×280+ +340×180×170	62
4ТУ-В6-ТД	4	10	0—1000	40	3,5—6	100	Мост	7,5	220 Р-270	250×280×250+ +330×220×280	34
УТС1-ВТ-12	12	35	0—7000	120	3	100—400	П/мост	8	220 Р-600	720×375×280+ +444×250×334	80
7ДТС-1М	7	—	0—7000	200	2	100—250	—	—	220	870×270×300+ +460×290×340	88
ПЭТ-3В-М	3	10	0—1500	150	2,5	200	П/мост	6	220	380×360×260+ +400×250×250	45
ТА-4	4	0,5	0—15	—	0,5 МОм	200	То же	7,5	27= Р-3,5	165×120×230	15
ТА-5	4	7	0—1000	30	10	100—400	—	6	110/220 Р-120	300×225×160+ +200×150×150	28
УТ4-1	4	15	0—2000	100	2,5	50—500	Мост П/мост	9	127/220 Р-70	362×245×245	16
УТ4-2	4	15	0—2000	100	2,5	50—500	То же	9	24=	362×245×245	23
ИТУ-6	6	50	0—5000	100	2	100—250	» »	8	110/220 Р-1500	600×477×355 570×342×392	145
ТУП-101	10	УПТ	0—6000	12	10—65	100—800	Мост	5	12= Р-28	435×210×135	10,7

В том случае, когда заранее известно, что исследуемый процесс не содержит постоянной составляющей или она должна быть исключена, целесообразно применять усилители переменного тока с необходимой полосой частот и мощностью выхода.

Усилители для пьезоэлектрических датчиков. Как указывалось, для нормальной регистрации низкочастотных процессов необходимо, чтобы сопротивление нагрузки пьезопреобразователя R было очень большим. В противном случае в передаче сигнала будут наблюдаться амплитудные и фазовые искажения.

Для оценки возникающей при этом погрешности представим эквивалентную схему входной цепи пьезоусилителя в виде генератора заряда Q, нагруженного параллельно включенной емкостью C (состоящей из емкости пьезодатчика $C_д$, емкости кабеля $C_к$, входной емкости усилителя $C_у$ и масштабной емкости $C_м$), и резистором R (образованного сопротивлениями изоляции датчика, кабеля и утечки усилителя, см. рис. 16).

Приращение заряда, продуцируемого пьезоэлементом, равно сумме приращения заряда на конденсаторе и его утечке через резистор

$$dQ = C du + i\,dt.$$

Отсюда

$$\frac{du}{dt} + \frac{1}{RC}u = \frac{1}{C}\frac{dQ}{dt}.$$

В случае синусоидального возбуждения пьезодатчика $Q = Q_m \sin \omega t$ уравнение примет вид:

$$\frac{du}{dt} + \frac{1}{RC}u = \frac{\omega Q_m}{C}\sin \omega t.$$

Для установившегося режима решение уравнения получается в виде

$$u = \frac{Q_m}{C}\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}}\sin(\omega t - \varphi) = \frac{Q_m}{C}\eta \sin(\omega t - \varphi) \tag{90}$$

где

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \approx 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 \tag{91}$$

характеризует амплитудное соответствие воспроизведения синусоидального возбуждения, а

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{\omega RC} \text{ — фазовую погрешность.} \tag{92}$$

При $\eta \approx 1$ погрешность передачи напряжения ϑ ($\vartheta = 1 - \eta$) приближенно может быть подсчитана по формуле

$$\vartheta \approx \frac{T}{12{,}5RC}, \tag{93}$$

где T — период колебаний.

Графическое представление зависимости (91) приведено на рис. 46. Из графика видно, что напряжение на входе усилителя при колебаниях пьезодатчика с постоянной частотой и амплитудой с уменьшением постоянной времени (за счет уменьшения R) на низких частотах существенно уменьшается.

Амплитудные искажения для некоторых других случаев изменения ускорений, в частности при скачкообразном, линейном и параболическом нарастании, определяются соответственно выражениями

$$\eta = 1 - e^{-\tau/RC}; \; \eta \approx 1 - \tau/2RC \text{ и } \eta \approx 1 - \tau/3RC + \tau^2/12R^2C^2, \quad (94)$$

где τ — длительность наблюдаемого импульса.

Из последних уравнений следует, что наибольшая погрешность передачи имеет место в области низких частот или при большой длительности импульса τ. Величина этой погрешности однозначно определяется постоянной времени RC. Соотношения между постоянной времени, длительностью процессов τ и погрешностью для указанных форм импульсов приведены на рис. 46.

Из графиков следует, что если задаться для линейно возрастающего импульса амплитудной погрешностью 2%, то постоянная времени входной цепи должна быть не менее $RC \geqslant 25\tau$. Отсюда для импульса длительностью $\tau = 100$ мс и суммарной емкости $C = 100$ пФ эквивалентное сопротивление нагрузки должно быть $R \geqslant 2{,}5 \times 10^{10}$ Ом.

Реализация столь большого сопротивления представляет известные трудности. Для этого все применяемые детали и узлы (кабели, разъемы, переключатели) необходимо изготовлять из фторопласта, кварца или радиофарфора, а в качестве масштабных конденсаторов использовать фторопластовые и стирофлексные конденсаторы (типов ПО, ПМ, ФТ-1, ПСО). В качестве входной лампы необходимо применять специальные, так называемые электрометрические лампы.

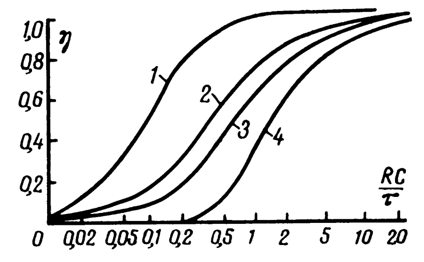


Рис. 46. Зависимость погрешности пьезоусилителя от постоянной времени входной цепи (импульсы: 1 — синусоидальный; 2 — прямоугольный; 3 — пилообразный; 4 — параболический).

Электрометрические лампы, в отличие от обычных усилительных, имеющих сеточный ток около 10^{-7} А, работают (для уменьшения ударной ионизации) при анодном напряжении не более 20 В и имеют очень хороший вакуум и высококачественную изоляцию сетки. Благодаря принятым мерам сеточный ток в электрометрических лампах удается снизить до 10^{-15}—10^{-13} А.

Схемы электрометрических каскадов и их режимы подбираются из условия получения максимального входного сопротивления. Каскады, следующие за электрометрическим, выполняют в виде обычных усилителей. В приборах, предназначенных для регистрации длительных процессов, содержащих постоянную составляющую, применяют усилители постоянного тока.

Трудность изготовления стабильного усилителя постоянного тока общеизвестна. Если УПТ должен иметь мощный выход и работать на низкоомную нагрузку (например, высокочастотный шлейф), эти трудности возрастают во много раз. По этой причине ламповые усилители постоянного тока с выходом «по току» практически не делают. Гораздо проще и надежнее получаются усилители постоянного тока с выходом «по напряжению», рассчитанные на подключение электронно-лучевой трубки.

В случае применения для регистрации процессов светолучевых осциллографов для усиления сигналов может быть рекомендован усилитель, собранный по комбинированной схеме: первый каскад на электрометрической лампе, а все последующие — на полупроводниках (рис. 47).

Недостатком электрометрического усилителя (а также других усилителей напряжения) является зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от емкости кабеля $C_к$, поскольку

$$U_{вых} = \mu U_{вх} = \mu \frac{Q}{C_д + C_к + C_у + C_м},$$

где μ — коэффициент усиления усилителя.

Дальнейшим развитием схем, предназначенных для работы с пьезоэлектрическими преобразователями, являются так называемые усилители зарядов. Последние имеют лучшую частотную характеристику, бо́льшую линейность и меньшее влияние кабеля.

Усилитель зарядов состоит из усилителя напряжения с большим коэффициентом усиления и глубокой параллельной обратной отрицательной связью. Для обеспечения высокого входного сопротивления он имеет на входе электрометрическую лампу или полевой транзистор. Эквивалентная схема такого усилителя приведена на рис. 48. С низкоомного выхода усилителя напряжение через

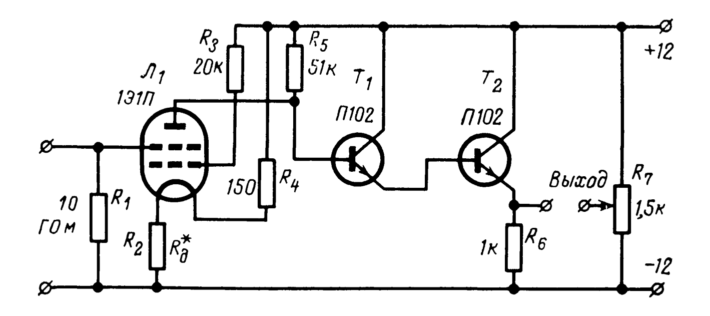


Рис. 47. Принципиальная схема пьезоэлектрического усилителя.

конденсатор обратной связи $C_{о.с}$ подается в противофазе снова на вход усилителя и изменение заряда из-за утечки на входе почти полностью компенсируется.

Если предположить, что конденсаторы $C_{вх}$ и $C_{о.с}$ без потерь, а входное сопротивление бесконечно, то напряжение на выходе бу-

дет равно:

$$U_{вых} = \mu U_{вх} = \left| \frac{\mu Q}{C_{вх} + C_{о.с}(1+\mu)} \right|,$$

где $C_{вх} = C_д + C_к + C_у + C_м$.

При большом усилении ($\mu > 2000$) и небольшой емкости входа $C_{вх}$ последнее уравнение принимает вид:

$$U_{вых} \approx \frac{Q}{C_{о.с}},$$

т. е. выходное напряжение усилителя пропорционально генерируемому заряду Q и обратно пропорционально емкости $C_{о\,с}$ и, что очень важно, практически не зависит от емкости кабеля $C_к$. Изменяя емкость конденсатора обратной связи $C_{о\,с}$, можно изменять диапазон и пределы измеряемых сигналов.

На принципиальной схеме параллельно конденсатору обратной связи $C_{о.с}$ включено сопротивление $R_{о\,с}$. Это сопротивление (равное обычно 10^{10}—10^{11} Ом) способствует уменьшению дрейфа нуля, хотя и несколько уменьшает постоянную времени (поскольку $\tau = R_{о\,с}C_{о.с}$) и повышает нижнюю граничную частоту, ибо $f_{гр.н} = 1/(2\pi R_{о\,с}C_{о.с})$.

Что касается постоянной времени τ, определяющей нижнюю граничную частоту усиливаемого сигнала $f_{гр.н}$, усиление на которой на —3 дБ ниже, чем на средней частоте полосы усиливаемых сигналов, то в усилителе зарядов она определяется в основном постоянной времени цепи обратной связи $\tau = R_{о\,с}C_{о\,с}$ и составляет при $R_{о\,с} = 1 \cdot 10^{13}$ Ом и $C_{о.с} = 10 \div 10\,000$ пФ от 10^2 до 10^5 с и практически редко бывает меньше $1 \cdot 10^4$ с.

Это позволяет проектировать такие усилители для пьезодатчиков, с помощью которых становится возможным измерять и медленно изменяющиеся процессы.

При работе пьезоэлектрических преобразователей с усилителем, имеющим высокое входное сопротивление ($R \geqslant 10^7 \div 10^{10}$ Ом), имеет место так называемый «кабельный эффект», заключающийся в том, что коаксиальный кабель, присоединенный к усилителю и подвергнутый вибрации, из-за электризации трением создает на входе усилителя с диапазоне частот до 500 Гц напряжение, достигающее 30 МВ при виброускорении 10 мс$^{-2}$. Для ослабления кабельного эффекта используют специальные антивибрационные графитированные кабели типа АВК-2, АВК-3, АВКТ-4 и др. У этих кабелей поверхность изоляции, расположенной между внутренней жилой и экранирующей оплеткой кабеля, покрыта слоем графита. Благодаря этому уровень помех при вибрации кабеля снижается в 30—40 раз.

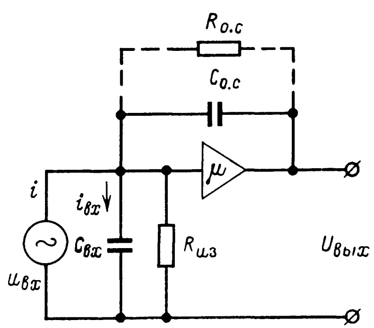


Рис. 48. Эквивалентная схема усилителя зарядов.

В том случае, когда установка всего измерительного комплекса в месте проведения измерений невозможна, усилитель разделяют на два блока: основной усилитель с регистрирующей частью и источником питания и согласующее устройство, размещаемое в непосредственной близости от места расположения датчиков. Последнее часто представляет собой катодный повторитель, трансформирующий высокое входное сопротивление в низкое выходное. Некоторые практические схемы таких согласующих устройств представлены на рис. 39.

На рис. 49,*а* приведена схема усилителя напряжения на лампе 6Ж3П. Максимальное входное сопротивление усилителя определяется входным сопротивлением и в данной схеме равно 1 ГОм.

В том случае, когда экспериментатора может удовлетворить входное сопротивление согласующего устройства 200—300 МОм, можно использовать и другие усилительные лампы (например, типа 6Ж1П, 6С1Ж, 6Н3П и др.).

На рис. 49,*б* приведена схема двухкаскадного согласующего усилителя, собранного на полевом и биполярном транзисторах, включенных по схеме со следящей обратной связью. Коэффициент передачи такого усилителя около 0,98, входное сопротивление на

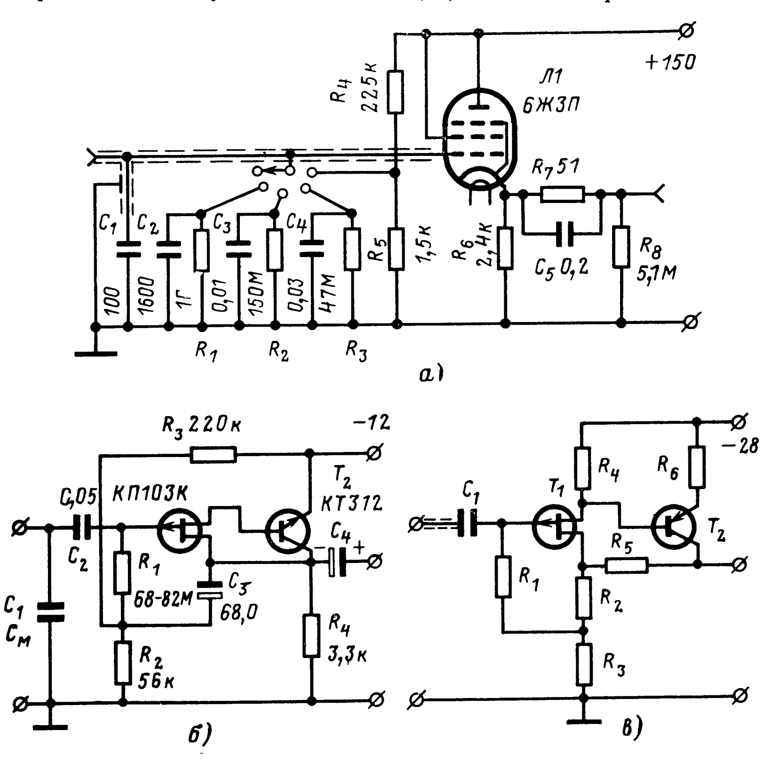


Рис. 49. Принципиальные схемы согласующих устройств.

низких частотах более 2 ГОм. Усилитель обеспечивает нормальную работу пьезодатчика с кабелем АВК-3 длиной до 100 м. Максимальный сигнал на входе составляет 2,5 В; амплитудно-частотная характеристика (при нагрузке $R_н$=3,3 кОм и $C_н$=400 пФ) равномерна от 3 до 20 000 Гц.

Еще одна схема согласующего устройства на полевом триоде приведена на рис. 49,*в*. Это истоковый повторитель, имеющий входное сопротивление $R_{вх} \geqslant 2$ ГОм, выходное — $R_{вых} \approx 100$ Ом, коэффициент передачи около 1 (устанавливается подбором резистора R_5), максимальное значение входного сигнала 7 В. Малые размеры истокового повторителя позволяют в ряде случаев монтировать его непосредственно в корпусе пьезодатчика.

В связи с выпуском промышленных высококачественных осциллографов, имеющих усилители переменного и постоянного тока (С1-18, С1-19 и др.), потребность в разработке усилителей в значительной степени отпала, поскольку в качестве основного усилителя может быть использован хорошо отработанный усилитель серийного осциллографа, а экспериментатору необходимо изготовить лишь согласующее устройство, удовлетворяющее предъявляемым требованиям.

10. Показывающие и регистрирующие приборы

Переходя к вопросу выбора измерительных приборов, с помощью которых преобразованная в электрический сигнал величина может быть измерена или зарегистрирована, предполагается, что экспериментатор уже знаком с принципами работы современных электро- и радиотехнических измерительных приборов. Поэтому мы акцентируем внимание читателей лишь на требованиях, которым должны удовлетворять приборы и технические характеристики этих приборов.

При выборе аппаратуры не представляется возможным однозначно ответить, какое требование является определяющим: быстродействие, точность, чувствительность, потребляемая мощность по входной цепи, электрическая и механические перегрузки, род питания, стоимость и т. д.

Разделим искусственно все приборы на две основные группы: визуальные указатели и регистраторы. К первой группе относятся приборы со стрелочными, световыми или цифровыми отсчетными устройствами. Такие указатели используются преимущественно для измерения статических и медленно изменяющихся величин.

В качестве показывающих устройств чаще всего применяют стрелочные приборы постоянного и переменного тока, из которых первые имеют ряд преимуществ (по чувствительности, точности, экономичности). Цифровые указатели, например, цифровые вольтметры ВК7-5, В7-8 и другие целесообразно использовать лишь в тех случаях, когда необходимо получить высокую точность измерений. В других случаях применение сложных и дорогостоящих приборов будет необоснованно.

Для наблюдения и измерения периодических быстроизменяющихся процессов используют калиброванные электронные осциллографы различных типов.

Для измерения коротких однократных процессов используют регистраторы — самопишущие измерительные приборы, светолучевые и электронные осциллографы и магнитографы.

В регистрирующих устройствах запись электрических сигналов, отображающих измеряемую неэлектрическую величину, производится на специальной диаграммной бумаге, фотопленке или осциллографной бумаге.

В зависимости от скорости регистрируемого процесса приборы можно условно разбить на регистраторы с малым и большим быстродействием. Типичными представителями первой группы являются самопишущие амперметры и вольтметры типов Н-373, Н-375, самописцы Н-320 и др. Эти приборы имеют измерительные механизмы магнитоэлектрической системы, выпускаются на различные диапазоны и производят запись чернилами на диаграммной бумаге шириной 100 мм в криволинейных координатах. Приборы обеспечивают несколько скоростей движения бумаги (от 20 до 5 400 мм/ч) при времени установления показаний от 1 до 0,05 с.

Для регистрации переменных процессов наибольшее распространение имеют светолучевые осциллографы, обладающие универсальностью и быстродействием.

Современные светолучевые осциллографы представляют собой достаточно надежные приборы; с их помощью удается регистрировать любые значения тока или напряжения. Несмотря на высокую надежность работа с осциллографами требует осторожности и определенных навыков. Мы обращаем на это внимание, поскольку еще не редко наблюдаются случаи, когда из-за неправильного выбора вибраторов последние выходят из строя. Наиболее частая ошибка заключается в том, что не учитывается допустимый ток через вибратор. Во избежание случайной перегрузки (особенно в процессе подготовки аппаратуры к эксперименту) ток через шлейф необходимо ограничить шунтом или последовательно включенным (в зависимости от схемы) сопротивлением.

Вторая ошибка, которая допускается экспериментаторами при регистрации быстропротекающих процессов, — недостаточный учет частотных характеристик вибраторов. Как правило, это объясняется тем, что экспериментаторы интуитивно стремятся выбрать вибратор «почувствительнее». При этом упускают из виду, что гальванометр представляет собой колебательную систему с критическим затуханием, а потому для неискаженной регистрации он должен удовлетворять определенным требованиям, о которых говорилось выше. С учетом этого положения нужно выбирать такой тип гальванометра, у которого собственная частота была бы в 5—10 раз выше частоты первой гармонической составляющей процесса.

Наряду со светолучевыми осциллографами, имеющими ограниченный частотный диапазон регистрируемых процессов (не свыше 3—5 кГц), для измерения быстропротекающих процессов используются электронные осциллографы, а результаты измерения фотографируются с экрана электронно-лучевой трубки. Такие приборы способны регистрировать механические процессы с частотами до 100 кГц и выше и практически полностью перекрывают частотные диапазоны всех типов датчиков.

Некоторым ограничением в применении электронных осциллографов для регистрации однократных процессов является недостаточная яркость люминофора при большой скорости перемещения луча. Для увеличения яркости в осциллографах используют подсветку — временное форсирование режима работы трубки или применяют специальные трубки с повышенной яркостью люминофора.

Фотографирование с экрана осуществляется либо отдельными кадрами, например с помощью малоформатных камер типов «Зоркий», «Зенит» (с электрической разверткой процесса во времени), либо непрерывно — при механической развертке с помощью перемещения пленки мимо экрана трубки.

Фотографирование периодических процессов не представляет особых затруднений, так как при достаточно удовлетворительной синхронизации развертки изображение на экране будет устойчиво и может экспонироваться столько времени, сколько необходимо для получения качественной фотографии. Само изображение при многократном возбуждении экрана получается достаточно ярким. Поэтому выдержку следует брать такой, чтобы на экране за время экспозиции было 3—4 повторных изображения. При опасении «передержки» предпочтительнее диафрагмировать объектив, а не уменьшать время экспозиции; в то же время чрезмерное время экспонирования также нежелательно, так как из-за «сбоев» синхронизации возможно смещение кривых на экране и фотография получится «размытой».

При фотографировании однократных процессов время экспонирования не может выбираться произвольно, а целиком и полностью определяется скоростью движения луча по экрану. Поскольку процесс регистрируется на экране только один раз, качество осциллограммы определяется яркостью светящегося пятна, светосилой объектива и светочувствительностью фотографического материала.

Выдержка, устанавливаемая на затворе фотокамеры, должна быть выбрана такой, чтобы во всех случаях она охватывала измеряемый процесс, но в то же время не должна быть чрезмерно большой, так как при открытом затворе пленка вуалируется темновым фоном.

Наряду с фотографированием отдельными кадрами относительно быстрого процесса, развертываемого электрическим способом, нередко, как указывалось выше, применяют осциллографирование с механической временно́й разверткой процесса на непрерывно движущуюся кинопленку.

При регистрации процессов, протекающих в течение нескольких минут, часов или дней, непрерывная регистрация является единственно возможной. При этом скорость развертки (передвижения пленки) определяется целесообразным масштабом по оси времени для анализа процесса, содержащего относительно высокочастотные составляющие. Так, например, если необходимо записать процесс, длящийся 30 с и содержащий составляющие с периодом 0,05 с, то для того чтобы иметь возможность рассматривать каждый период со всеми его деталями, целесооообразно «растянуть» осциллограмму за период не менее чем на 10 мм. Тогда масштаб времени будет:

$$\mu_t = \frac{T}{l} = \frac{0,05}{10} = 5\cdot 10^{-3} \text{ с/мм},$$

а скорость движения ленты

$$v = \frac{1}{\mu_t} = \frac{1}{5\cdot 10^{-3}} = 200 \text{ мм/с};$$

общий расход пленки на регистрацию процесса составит:

$$L = v \cdot t = 200 \cdot 30 = 6 \text{ м.}$$

Недостатком киноприставок является то, что скорость протяжки ленты ограничена условиями механической прочности пленки и значительным расходом последней. Поэтому при регистрации однократных быстропротекающих процессов широкое применение получили барабанные кассеты, в которых процесс разворачивается на небольшой отрезок пленки, укрепленной на барабан. При записи барабан приводится в быстрое вращение, причем окружная скорость вращения может достигать 50 м/с, что позволяет при масштабе 1 мм/период регистрировать процессы с частотой до 50 кГц. Время съемки равно времени одного оборота барабана $t = \frac{1}{n}$ с (n — число оборотов барабана в секунду). Во избежание многократного экспонирования затвор должен быть открыт только на время одного оборота.

Частота вращения определяется длительностью процесса и масштабом по оси времени.

По установленной скорости движения v может быть определена «нижняя» частота процесса, которая может быть зарегистрирована при данной длине пленки L. Так, при $L = 50$ см и $v = 50$ м/с наименьшая частота равна:

$$f_н = \frac{v}{L} = \frac{50}{0,5} = 100 \text{ Гц}$$

и, следовательно, более длительные процессы будут отсняты лишь частично.

Наконец, следует иметь в виду, что для получения качественных осциллограмм необходимо применять пленки, спектральные характеристики которых соответствуют спектральным характеристикам люминофоров. Так, для осциллографов целесообразно использовать трубки с люминофором типов А и М, а для фотографирования — пленки типов СН-3, СН-4, РФ-3, АС-1 и т. п.

Существенным неудобством электронных осциллографов широкого массового применения является ограниченное количество независимых каналов (обычно 1—2). В практике измерений такое количество каналов в большинстве случаев бывает недостаточным и приходится включать одновременно несколько осциллографов. В настоящее время промышленность выпускает многоканальный электронный осциллограф типа НО23 с механической разверткой. Он имеет следующие характеристики. Число каналов 9. Диапазон регистрируемых частот — от 0 до 50 кГц. Максимальная скорость луча — не менее 3 км/с. Максимальное отклонение луча на фотоленте ±40 мм. Чувствительность осциллографа: по напряжению (электростатическое отклонение) — не менее 0,12 мм/В; по току (электромагнитное отклонение) — от 2,3 до 120 мм/А (в зависимости от канала).

Входное сопротивление (электростатическое отклонение) при несимметричном входе 1 МОм.

Входное сопротивление и индуктивность при электромагнитном отклонении — от 0,05 до 14 Ом, от 10 мкГн до 10 мГ (в зависимости от канала).

Максимальное значение исследуемого сигнала 100 В (по напряжению) и 5 А (по току).

Скорость движения фотоленты — от 0,05 до 5 м/с в рулонной кассете и от 0,5 до 50 м/с в барабанной кассете.

Емкость кассет 25 м (рулонной) и 0,6 м (барабанной). Метки времени 0,1; 0,01 и 0,001 с. Габариты 876×422×448 мм. Масса 65 кг.

Таблица 20

Параметр	Тип магнитографа			
	РФ ВНИИВ	„Поиск-1-24-АР"	„Тайга"	НО-36
Количество дорожек	9	24	8	7
Ширина магнитной ленты, мм	35	35	12,7	12,7
Запас ленты в рулоне, м	320	150	180	750
Число скоростей записи	3	1	1	4
Скорость ленты, см/с	45,5—71,2	40	9,53	4,76—38,1
Колебания скорости, %	0,1	1	1	0,4
Скольжение, %	0,4	—	2	2
Полоса регистрируемых частот при максимальной скорости ленты кГц:				
прямая запись (ПЗ)	0,04—12	—	—	0,3—16
запись с модуляцией (ЧИМ)	0—0,2	0—0,4	0,8—100	0—4
Динамический диапазон, дБ	40	40	40	26—38*
Неравномерность частотной характеристики, дБ:				
прямая запись	—	—	—	10
запись с модуляцией	5%	1,5	3	3
Коэффициент гармоник, %	2	—	—	3
Наибольшее значение напряжения, В:				
входного	1	5	0,075	0,01(ПЗ) 1,0(ЧМ)
выходного	10	1	3	5
Сопротивление, Ом:				
входное	2300	150	2000	20 000 (ЧМ) 50 000 (ПЗ)
выходное	30	—	—	100
Несущая частота модулятора, кГц	3	3,5	1,75	1,35—10,8*
Максимальная девиация частоты, %	±40	±50	±50	±40
Напряжение питания, В	220	27	4+15	220/27
Потребляемая мощность, Вт	2000	500	15	300
Габариты, мм	600×1100×1950	850×400×150	—	865×630××465
Масса, кг	200	200	19	109

* Значение определяется выбранной скоростью записи.

Использование в качестве носителя информации кинопленки связано с определенными недостатками: химической обработкой пленки, потерей времени на обработку и т. д. Поэтому в практике измерений неэлектрических величин все чаще стали применять различные типы регистраторов, использующих в качестве носителя ферромагнитную пленку. Достоинством магнитных регистраторов является также то, что они допускают ввод записанной информации непосредственно в вычислительные устройства или анализаторы. При необходимости магнитная запись может быть воспроизве-

дена с помощью электронного осциллоскопа или переписана на фотопленку.

Существенным недостатком магнитных регистраторов является невозможность непосредственной записи статических и однократных процессов малой длительности. Для регистрации подобных процессов применяют частотную, частотно-импульсную и широтно-импульсную модуляции. К сожалению, применение модуляции ограничивает верхний частотный предел, вследствие чего в реальных конструкциях запись широкополосных процессов разбивается на частотные поддиапазоны; при этом постоянные и низкочастотные составляющие записываются методом модуляции сигнала, а средние и высокочастотные составляющие — методом аналоговой записи. Естественно, такое разделение предполагает наличие в магнитографе нескольких каналов записи и воспроизведения.

Из промышленных магнитографов следует указать прежде всего на магнитограф общего назначения НО36, а также низкочастотные геологоразведочные магнитографы типа «Поиск-1-24-АР», «Тайга». В табл. 20 приведены также параметры опытного магнитографа РФ ВНИИВ *, собранного на базе многоканальной системы магнитной записи КЗМ, используемой в кинопромышленности.

Глава четвертая

ГРАДУИРОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

После сборки и всесторонней проверки аппаратуры ее необходимо проградуировать. Градуировку можно произвести как поэлементно (раздельно датчик, усилитель и измерительно-регистрирующий узел), так и сквозную — сразу всего тракта. В целях уменьшения объема работ и погрешностей следует всегда (когда это возможно) градуировку производить сквозную.

Для градуировки следует применять такие образцовые меры и приборы, точность которых на один или два класса выше точности градуируемой аппаратуры. Градуировку приборов следует производить в нормальных условиях или в условиях будущей работы аппаратуры.

11. Градуировка приборов для измерения сил и давлений

Градуировка приборов для измерения сил осуществляется на прессах и разрывных машинах.

В качестве контрольных приборов сжатия и растяжения следует пользоваться образцовыми динамометрами III класса типов ДОСМ и ДОРМ, которые имеют погрешность, не превышающую ±0,5%. Градуировка приборов для измерения давления производится на гидравлических или пневматических установках.

---

* Рижский филиал ВНИИ вагоностроения.

Основным требованием к установкам, создающим давление, является плавность изменения давления и постоянство установленного давления в процессе считывания показаний.

Для создания давления можно использовать образцовые поршневые манометры серии МП, а на большие давления Н-6000, Н-10000, УВД-15000 и УВД-20000. Средой, передающей давление градуируемому датчику, у манометра МП-2,5 является воздух, а у остальных — масло.

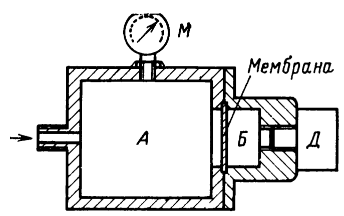


Рис. 50. Конструкция приспособления для динамической градуировки датчиков давления.

В качестве контрольных индикаторов давления можно применять образцовые манометры серии МО (класс 0,25 и 0,4), ОМН и ОМВ (класс 0,35). В том случае, когда к аппаратуре не предъявляется жестких требований по точности, в качестве образцовых манометров могут использоваться контрольные манометры типа МКО (класс 0,5).

Динамическую градуировку датчиков давления, т. е. градуировку в условиях быстрого изменения давления, можно произвести с помощью специального приспособления (рис. 50). Градуировка с этим приспособлением основана на резком изменении давления на датчике при разрушении калиброванной чугунной мембраны (крешера) и производится следующим образом. В полость *А* от баллона или компрессора нагнетается сжатый воздух, давление которого измеряется манометром *М*. При достижении давлением некоторого значения, определяемого толщиной и диаметром мембраны, происходит разрыв мембраны и фиксированное давление прилагается к датчику *Д*, соединенному с полостью *Б*. Погрешность градуировки зависит от соотношения объемов полостей *А* и *Б*: чем меньше объем полости *Б* (по сравнению с объемом *А*), тем точнее будет градуировка датчика.

12. Градуировка виброметров и акселерометров

Градуировка виброметров, велосиметров и акселерометров независимо от принципа их работы имеет много общего, поэтому может быть рассмотрена совместно.

Из-за отсутствия образцовых датчиков, по которым можно было бы произвести градуировку методом сравнения (как это имеет место, например, при градуировке динамометров), для градуировки акселерометров, велосиметров и виброметров приходится применять так называемые абсолютные методы, с помощью которых с высокой точностью определяются линейные параметры, а скорость и ускорение определяются как производные расчетным путем.

Статическая градуировка. Наиболее простым способом градуировки акселерометров, предназначенных для измерения линейных ускорений в диапазоне от $-1\ g$ до $+1\ g$, является использование ускорения силы тяжести и осуществляется посредством изменения угла наклона оси чувствительности акселерометра в гравитационном поле.

Величина ускорения в этом случае определяется уравнением

$$j = g \sin \alpha, \tag{95}$$

где α — угол наклона оси чувствительности акселерометра к горизонту.

Очень удобным прибором для проведения такой градуировки является оптическая делительная головка типа ОДГ-60, обеспечивающая отсчет угла с точностью до 1′.

Для получения больших ускорений (до 500 000 м·с$^{-2}$) широко используются различного рода центрифуги.

При градуировке на центрифуге используются возникающие при вращении центростремительные ускорения, значения которых могут быть определены по контролируемой угловой скорости ω и радиусу вращения R:

$$j=\omega^2R=4\pi^2n^2R=4\pi^2R/T^2, \qquad (96)$$

где n — число оборотов, с; R — расстояние от оси вращения до центра инерции приведенной массы чувствительного элемента градуируемого акселерометра; T — период одного оборота, с.

Погрешность градуировки на центрифуге определяется ошибками измерений периода оборота T (или числа оборотов n) и расстояния R.

Динамическая градуировка необходима в тех случаях, когда приборы используются для измерения вибрационных и ударных процессов, а их конструкция не позволяет производить градуировку в статическом режиме.

При динамической градуировке обычно воспроизводится установившийся гармонический закон изменения входной величины (смещения, скорости и ускорения) во времени либо создаются одиночные импульсы, при которых входная величина изменяется по некоторому простому (с математической точки зрения) закону.

В первом случае градуировка осуществляется на специальных вибростендах с малыми нелинейными искажениями, во втором — на баллистических маятниках и падающих молотах.

Основные требования, предъявляемые к градуировочным установкам, заключаются в обеспечении чисто гармонического закона колебаний вибростола и малого уровня боковых (поперечных) составляющих колебания.

В зависимости от диапазона частот и амплитуд колебаний для градуировки могут быть использованы виброустановки, работающие на различных принципах (камертонные, электродинамические, пьезоэлектрические и др.). Из серийных установок для градуировки можно рекомендовать установки типа СОВКУ-68, ПВКУ и КУ-2, предназначенные для градуировки датчиков в широком диапазоне частот.

Основные зависимости при градуировке с использованием метода гармонических колебаний имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} &\text{для вибросмещений} \quad z = A\sin\omega t; \\ &\text{для виброскоростей} \quad v = \omega A\cos\omega t; \\ &\text{для виброускорений} \quad j = -\omega^2 A\sin\omega t, \end{aligned}\right\} \qquad (97)$$

где A — амплитуда вибросмещений; ω — круговая частота колебаний.

Практически при градуировке вместо текущих величин используются амплитудные или эффективные значения (при измерении стрелочным индикатором) либо размах (двойная амплитуда) — при

визуальном наблюдении или регистрации на осциллографе. В последнем случае формулы (97) примут вид:

$$z_{(2z)}=2A;\ v_{(2z)}=2\omega A;\ j_{(2z)}=2\omega^2 A. \qquad (98)$$

Из приведенных формул следует, что точность градуировки определяется точностью определения частоты и амплитуды (или размаха) колебаний.

Как указывалось, определение частоты может быть произведено с достаточно высокой точностью. Что касается измерения амплитуды колебаний, то дело обстоит значительно сложнее. Прежде всего следует отметить, что в настоящее время не существует единого средства, с помощью которого удалось бы с достаточной точностью измерять вибросмещения во всем диапазоне частот (от долей герца до 20—50 кГц) и амплитуд от долей микрометра до нескольких сантиметров. Поэтому исходя из конкретных задач применяют различные средства измерения смещений. При этом основное распространение имеют оптические средства. Так, при больших колебаниях (более 0,5 мм) с низкой частотой применяют оптический клин, при измерениях в полосе частот от 0 до 1000 Гц с погрешностью ±1% — микроскопы, а при измерениях очень малых амплитуд (от долей микрометра до 1—2 мкм), имеющих место при колебаниях в диапазоне 10 кГц и выше, применяют интерферометры или лазеры.

Наблюдения размытого изображения при амплитудах от нескольких миллиметров и выше осуществляют невооруженным глазом, а при меньших — с помощью микроскопа с увеличением от 10 до 400 раз, снабженным измерительным окуляром. Весьма подходящим для этих целей являются микроскопы типа МПВ-1 и отсчетное устройство ОМС-3 к универсальному микроскопу УИМ-21.

Точность градуировки в значительной степени определяется качеством метки, нанесенной на рабочем столе стенда. В качестве метки может служить никелевая проволочка диаметром 0,03 мм и длиной 1,5—2 мм, наклеенная на черную бумагу, в свою очередь приклеенную к рабочему столу вибростенда. Проволочка освещается сбоку (вдоль ее образующей) и в фокусную плоскость микроскопа попадает изображение лишь узкого участка ее освещаемой поверхности. Ширина этого изображения не превышает 2 мкм. Погрешность отсчета размаха колебаний составляет 0,3—0,5 деления окулярной шкалы измерительного микроскопа. Для повышения точности отсчета применяют метод наблюдения за меткой при стробоскопическом освещении. При частоте вспышек осветителя, близкой к частоте колебаний стола, наблюдают медленное (с частотой биений) перемещение метки; за размах принимают крайние положения проволочки (отсчитывая по ее средней части).

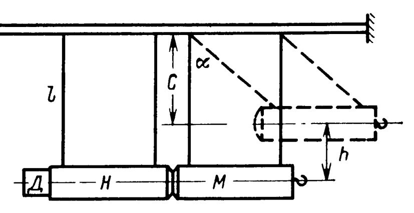


Рис. 51. Схема баллистического маятника.

М — молот; *Н* — наковальня; *Д* — датчик.

Частотная характеристика, получаемая при градуировке в режиме установившихся гармонических колебаний, достаточно удо-

влетворительно позволяет оценить поведение системы при резком (ударном) изменении входной величины. Однако для полной оценки прибора, предназначенного для работы в импульсном режиме, проверять и градуировать его следует также импульсной входной величиной.

Для создания ударных ускорений применяют в основном баллистические маятники. Баллистический маятник (рис. 51) состоит из двух масс, подвешенных на нитях — молота и наковальни.

Молот представляет собой стальную болванку, ударный конец которой имеет полусферическую форму, а другой конец снабжен механизмом для стопорения в отведенном состоянии.

Наковальня изготовлена из стальной литой болванки. На наковальне со стороны, обращенной к молоту, накидной гайкой можно закреплять демпфирующие диски из текстолита, стали или другого материала. С противоположной стороны на наковальне имеется гнездо под градуируемый датчик.

Как молот, так и наковальня подвешены с помощью шнура на жесткой раме (или балке) и могут регулироваться для точной установки их на одной оси для получения центрального удара.

При градуировке молот отводится на заданный угол и стопорится при помощи соленоида; в нужный момент с помощью электромагнитного спуска он освобождается от зацепления и ударяет по наковальне, сообщая ей некоторую скорость.

При ударе возникает импульс ускорения, величина и длительность которого определяется высотой падения и жесткостью прокладки.

При осциллографировании удара на графиках нередко наблюдаются высокочастотные колебания, наложенные на основную кривую ускорения наковальни. Для получения более «гладкой» кривой между наковальней и датчиком устанавливают тонкую фетровую прокладку.

Форму кривой импульса ускорения, возникающего при ударе молота по наковальне через текстолитовую прокладку, с достаточной точностью можно принять за половину синусоиды (отклонение площади кривой импульса ускорения от площади половины синусоиды не превышает 4%). В этом случае максимальное значение ускорения можно определить по формуле

$$j_{макс} = \frac{\pi v_{макс}}{2g\tau}, \qquad (99)$$

где $v_{макс}$ — максимальная скорость наковальни; τ — длительность контакта молота с наковальней.

Измерение длительности контакта осуществляется с помощью электронного хронометра или цифровых частотомеров различного типа.

Измерение максимальной скорости наковальни $v_{макс}$ представляет значительную трудность и с большей или меньшей погрешностью может быть произведено одним из следующих способов.

По первому — оптическому способу — луч света фокусируется объективом на решетку с двумя узкими щелями. Решетка жестко укрепляется на наковальне и при совместном движении с ней дважды пропускает свет на фотоэлемент, находящийся с другой стороны. Световой поток воспринимается фотоэлементом и преобразованный в электрический сигнал управляет электронным хронометром. По известным линейному расстоянию между щелями и времени

между двумя электрическими импульсами определяется средняя скорость на участке от первой до второй щели.

Вместо модулирующей решетки с фотоэлементом можно использовать пружинящий контакт, который прикрепляется к наковальне снизу и движется по неподвижному контакту фиксированной длины, закрепленному на жестком основании. Время контактирования может быть измерено хронометром, и при известном пути контакта определяется средняя скорость на участке контакта.

Определение скорости будет тем точнее, чем меньше участок, на котором измеряется перемещение, и чем выше разрешающая способность хронометра.

Второй способ основан на вычислении конечной скорости молота при ударе в предположении, что потеря энергии на деформацию материала в точке контакта и трение в подвеске малы и ими можно пренебречь. Тогда можно считать, что вся кинетическая энергия молота полностью передается наковальне. При этих условиях максимальная скорость наковальни будет равна максимальной скорости молота и может быть определена по формуле

$$v_{\text{макс}} = \sqrt{2gh} = \sqrt{2gl\,(1-\cos\alpha)}, \tag{100}$$

где l — радиус качания; h — высота подъема молота; α — угол отклонения молота от вертикали.

Надежная градуировка акселерометров на баллистическом маятнике производится практически до ускорений порядка 5000—100 000 м · с$^{-2}$. Для достижения бо́льших ускорений и скоростей молот принудительно разгоняют с помощью различных катапульт и пневматических пушек. В последнем случае удается получать ускорения порядка $(500 \div 600) \cdot 10^3$ м·с$^{-2}$.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 30 коп.